

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ  
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

**С. М. Маєвський**

# **ФАЗОВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ НЕРУЙНІВНОГО КОНТРОЛЮ**

*Рекомендовано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського  
як навчальний посібник для студентів,  
які навчаються за спеціальністю 151 «Автоматизація та комп'ютерно-  
інтегровані технології»,  
спеціалізацією «Комп'ютерно-інтегровані технології неруйнівного  
контролю та діагностики»*

Київ  
КПІ ім. Ігоря Сікорського  
2018

Рецензенти: Єременко В. С., д-р техн. наук, проф

Квасников В. П., д-р техн. наук, проф

Відповідальний

редактор

Протасов А. Г., д-р *д.пед.* наук, канд. техн. наук, проф

*Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського (протокол № 2 від 18.10.2018 р.)*

*за поданням Вченої ради приладобудівного факультету (протокол № 8/18 від 24.09.2018 р.)*

Електронне мережне навчальне видання

*Маєвський Станіслав Михайлович, д-р техн. наук, проф.*

# **ФАЗОВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ НЕРУЙНІВНОГО КОНТРОЛЮ**

Фазовимірювальні системи неруйнівного контролю [Електронний ресурс] : навч. посіб. для студ. спеціальності 151 «Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології», спеціалізації «Комп'ютерно-інтегровані технології неруйнівного контролю та діагностики» / С. М. Маєвський; КПІ ім. Ігоря Сікорського. – Електронні текстові дані (1 файл: 7,52 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2018. – 288 с.

Навчальний посібник ознайомлює читача з можливістю підвищення вірогідності неруйнівного контролю за рахунок використання як інформативного параметру – фазового зсуву когерентних сигналів замість загальноприйнятих амплітудних параметрів фізичних сигналів та випромінювань. В посібнику розглянуто загальні питання проектування систем контролю з автоматизованою реєстрацією результатів у відповідності до фізичних методів вимірювальних перетворень параметрів контролю.

© С. М. Маєвський, 2018

© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2018

## ЗМІСТ

ВСТУП .....	6
РОЗДІЛ 1. ВІРОГІДНОСТЬ, ЯК ОСНОВНИЙ КРИТЕРІЙ ОПТИМІЗАЦІЇ СИСТЕМ НЕРУЙНІВНОГО КОНТРОЛЮ.....	9
1.1.Визначення сумарних значень похибок вимірювання параметрів контролю .....	9
1.2.Визначення ймовірностей помилок контролю.....	13
1.3.Коефіцієнт ефективності контролю .....	18
РОЗДІЛ 2. АВТОМАТИЗАЦІЯ КООРДИНАТНОЇ РЕЄСТРАЦІЇ РЕЗУЛЬТАТІВ НЕРУЙНІВНОГО КОНТРОЛЮ.....	20
2.1. Визначення координат вимірювальних перетворювачів дефектоскопів засобами вимірювання лінійних та кутових величин.....	23
2.2. Акустична система дистанційного визначення координат вимірювального перетворювача дефектоскопу.....	30
2.3. Оптичні системи дистанційного визначення координат вимірювального перетворювача дефектоскопу.....	35
2.4. Автоматичні сканери систем неруйнівного контролю .....	39
РОЗДІЛ 3. МЕТОДИ ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ .....	42
3.1.Вимірювання параметрів лінійних ланцюгів та сигналів.....	44
3.2. Вимірювання фазових зсувів когерентних сигналів.....	55
3.2.1. Вимірювання різниці фаз сигналів за результатом визначення їх часового зсуву .....	58
3.2.2.Фазовимірювальні перетворювачі на основі кореляційного перетворення сигналів .....	66
3.2.3. Компенсаційні фазовимірювальні перетворювачі .....	70
3.2.4. Перетворення частоти, як спосіб розширення частотного діапазону фазометрів .....	81
3.2.5. Масштабні перетворення фазових зсувів .....	86
3.2.6.Вимірювання кумулятивних фазових зсувів.....	88
3.2.7. Експериментальна перевірка параметрів точності фазовимірювальний перетворювачів .....	93
РОЗДІЛ IV. УЛЬТРАЗВУКОВІ СИСТЕМИ КОНТРОЛЮ ФІЗИЧНИХ ПАРАМЕТРІВ ТА СУЦІЛЬНОСТІ ВНУТРІШНЬОЇ СТРУКТУРИ МАТЕРІАЛІВ .....	98
4.1. Ультразвукові вимірювальні перетворювачі .....	98
4.2.Ультразвукові дискретні перетворювачі.....	111
4.3.Проектування ультразвукової системи контролю суцільності внутрішнього середовища конструкційного матеріалу .....	118
4.4.Ультразвуковий скануючий мікроскоп .....	141
4.5.Ультразвукова система контролю на основі ЕМА перетворювача.....	145
4.6.Ультразвукова система контролю якості зварних з'єднань .....	148
4.7.Ультразвукові системи медичної діагностики .....	152
4.8.Ультразвукова система контролю суцільності матеріалів на основі дискретного перетворювача з фазовим керуванням збудження коливань .....	153
4.9.Система ультразвукової томографії .....	165
4.10. Ультразвукові системи голографії та перспективи їх використання в неруйнівному контролі .....	167
4.11.Ультразвукові системи контролю фізичних параметрів матеріалів.....	172
4.12.Ультразвукові системи контролю параметрів руху .....	190
РОЗДІЛ 5. ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ СИСТЕМИ НЕРУЙНІВНОГО КОНТРОЛЮ.....	195
5.1. Вихроструміві вимірювальні перетворювачі і системи контролю на їх основі	195

5.1.2. Система вихрострумового контролю параметрів матеріалу з розділенням впливу дефекту і зазору .....	211
5.1.2. Система вихрострумового багатопараметричного контролю .....	217
5.2. Магнітні системи неруйнівного контролю.....	225
5.3. Електричні системи неруйнівного контролю на основі ємнісних вимірювальних перетворювачів .....	235
5.4. Електричні вимірювальні перетворювачі деформації .....	241
РОЗДІЛ 6. ОПТИЧНІ ТА ТЕПЛОВІ СИСТЕМИ НЕРУЙНІВНОГО КОНТРОЛЮ..	248
6.1.Вимірювальні перетворювачі оптичних систем .....	248
6.2.Когерентно-оптичні системи .....	253
6.3. Системи оптичної голографії.....	259
6.4. Електронна спекл-інтерферометрія (ЕСІ) .....	263
6.5. Оптична система дистанційного контролю переміщень та деформацій.....	265
6.6. Оптична система фазової дальнометрії.....	269
6.7. Системи теплового контролю.....	272
РОЗДІЛ 7. РЕНТГЕНІВСЬКІ СИСТЕМИ НЕРУЙНІВНОГО КОНТРОЛЮ .....	276
7.1. Рентгенівська система томографії. ....	277
7.2. Рентгенівська люмінесцентна система спектрального аналізу речовин .....	283
ЛІТЕРАТУРА.....	286

## ВСТУП

Контроль якості всього, що виробляється людською працею, в наш час став нагальною потребою. Сьогодні нікого на задовольняє принцип так званого типового контролю, який передбачав можливість отримати дозвіл на виробництво за результатами контролю відповідності параметрів якості лише перших зразків продукції. Настала необхідність забезпечити гарантовану якість всієї продукції, що і привело до розвитку і широкого впровадження методів та засобів неруйнівного контролю.

Жорсткі вимоги щодо якості привели до необхідності контролю не лише вихідної продукції, але й відповідності параметрам якості матеріалів та складових елементів цієї продукції, визначенню переліку таких параметрів, розвитку методів та засобів їх контролю. Можемо констатувати, що сучасний неруйнівний контроль – це галузь знань, яка продовжує невпинно розвиватися ґрунтуючись на використанні в повній мірі досягнень фізики, хімії, електроніки та інших фундаментальних напрямків науки та техніки. Державний стандарт з неруйнівного контролю навіть розділення методів неруйнівного контролю виконав за галузевим принципом розділення сучасної науки: електричні, електромагнітні, оптичні, теплові, радіаційні та акустичні методи.

Особливого значення неруйнівний контроль здобув в енергетиці, машинобудуванні, інших галузях сучасної техніки, експлуатація продукції яких тісно пов'язана з безпекою життя людей. Методи та засоби неруйнівного контролю використовуються на всіх етапах виробництва літаків, їх експлуатації. Без постійного неруйнівного контролю рухомого складу та рейкового шляху сьогодні неможливо говорити про сучасний швидкісний залізничний транспорт, виробництво та експлуатацію автомобілів не говорячи про гарантію безпечної експлуатації ракетної техніки та продукції інших галузей. Чимало напрямків неруйнівного контролю отримали пріоритетний розвиток і застосування в медицині і навіть в біології, ботаніці та сільському господарстві. Можемо з упевненістю стверджувати, що сьогодні не існує галузей виробництва та досліджень, які не використовували б методи неруйнівного контролю.

Неруйнівний контроль можемо віднести до вимірювальної техніки, адже його реалізація передбачає обов'язкове вимірювання фізичних параметрів та їх порівняння з дозволеними для них границями. В протизага до функціонального контролю, що передбачає оцінювання параметрів процесів (вимірювання і контроль величини напруги, струму, електричного опору в електричних ланцюгах, величини тиску, температури, тощо) неруйнівний контроль спрямований на оцінювання дефектності матеріалу за величиною градієнтів густини, розподілом температури на його поверхні, відхиленням геометричних розмірів, величиною деформації, зміною магнітних параметрів, тощо.

Як і для функціонального контролю, оцінкою неруйнівного контролю є вірогідність його результату, яка у свою чергу залежить від

оцінок помилок контролю першого (помилки виробника) та другого (помилка споживача) роду. Помилкою контролю є невірне віднесення за результатом вимірювання контрольованого параметру до норми чи браку.

Розвиток сучасного неруйнівного контролю направлений на вирішення проблеми підвищення вірогідності контролю за рахунок зменшення перш за все помилок контролю другого роду, тобто на виключення можливості пропуску дефектів. Вирішення цієї проблеми вимагає підвищення точності вимірювання параметрів контролю за рахунок застосування більш ефективних у метрологічному відношенні способів перетворення вимірювальної інформації та автоматизації вимірювальних процесів з метою уникнення суб'єктивного оцінювання результатів вимірювання.

Точність таких перетворень в системах неруйнівного контролю залежить від методичних та апаратурних похибок вимірювальних перетворювачів параметрів контролю в пропорційні або функціонально залежні фізичні параметри аналогових величин, які представляються, як правило, результатом їх аналого-цифрового перетворення. Найчастіше використовується вимірювальне перетворення значення фізичного параметру контролю в пропорційне значення напруги сигналу або в значення часової довжини прямокутного, як правило – періодичного імпульсу напруги. Цифрове вимірювання напруги виконується з допомогою АЦП, а кодування часових інтервалів (імпульсів) виконується шляхом підрахунку співпадаючих з ними імпульсів високочастотного фіксованого за частотою сигналу.

Досить рідко в неруйнівному контролі використовується, як проміжний параметр – фазовий зсув когерентних сигналів, не дивлячись на те, що він відрізняється значно вищою завадостійкістю порівняно з амплітудними перетвореннями. Фазовий зсув двох когерентних гармонійних коливань на противагу таким параметрам, як напруга (амплітуда), частота, часова довжина імпульсу, є відносною величиною, чим і пояснюється його завадостійкість.

Однією з задач даної роботи якраз і є намагання продемонструвати привабливість використання фазового зсуву когерентних коливань, як проміжного параметру в ланцюзі вимірювальних перетворень, що можуть використовуватися в засобах неруйнівного контролю. Безумовно когерентне вимірювальне перетворення, яким є вимірювання фазового зсуву, може бути реалізоване лише в тих засобах, робота яких основана на використанні фіксованих за частотою коливань. Мова може йти про засоби неруйнівного контролю, які реалізують акустичні, електричні та електромагнітні коливання, до яких відноситься також оптичне і теплове випромінювання.

Метою даної роботи є допомога спеціалістам зайнятим розробкою засобів неруйнівного та функціонального контролю та студентам старших курсів спеціальностей пов'язаних з вимірюванням та контролем фізичних величин у виконанні курсового та дипломного проектування. Основна

увага в роботі приділена особливостям проектування сучасних автоматичних та автоматизованих фазовимірювальних систем неруйнівного контролю на основі використання мікропроцесорної техніки.

Робота складається з семи розділів. Два перших розділи направлені на висвітлення загальносистемних питань: розгляду методики визначення вірогідності контролю, як основного критерію проектування систем неруйнівного контролю, та реалізації координатної реєстрації результатів контролю, що так важлива для можливості використання таких результатів при моніторингу параметрів об'єктів контролю.

В розділі 3 основна увага приділена питанням реалізації вимірювань фазового зсуву сигналів. Розглянуті принципи побудови фазовимірювальних перетворювачів та аналіз їх точності.

Наступні розділи присвячені розгляду особливостей функціональних схем систем неруйнівного контролю з акцентом на використання в них когерентних методів обробки сигнальної інформації. Максимальна увага приділена питанням розвитку систем акустичного (розділ 4) та електромагнітного контролю (розділ 5), які використовують когерентні перетворення інформації.

В розділі 6 приведений аналіз когерентних оптичних систем неруйнівного контролю на основі використання гомодинної та гетеродинної інтерферометрії, як вимірювального перетворення.

Розділ 7 направлений на розгляд особливостей побудови системи рентгенівської томографії на основі використання перетворення Фур'є для сигналів променевих проекцій та системи спектрального аналізу речовин .

## **РОЗДІЛІ. ВІРОГІДНОСТЬ, ЯК ОСНОВНИЙ КРИТЕРІЙ ОПТИМІЗАЦІЇ СИСТЕМ НЕРУЙНІВНОГО КОНТРОЛЮ**

### **1.1.Визначення сумарних значень похибок вимірювання параметрів контролю**

Вірогідність контролю – це оцінка правильності віднесення параметру об'єкту контролю до норми чи браку за результатом його вимірювання. Похибки вимірювання контрольованого параметру є причиною виникнення помилок контролю [1,3]. Тому, перш ніж перейти безпосередньо до аналізу вірогідності зупинимося на деяких аспектах теорії вимірювань з метою визначення сумарних (граничних) значень похибок.

Різноманітність джерел похибок вимірювального перетворення у системі неруйнівного контролю вимагають вирішення проблеми визначення їх сумарних значень у вигляді найбільш зручному для оцінки ймовірності помилки контролю, що спричинена неточністю вимірювань параметру контролю.

Слід розрізняти похибки вимірювання за джерелами їх походження. Методичні похибки відповідно їх назві за джерело походження мають вибраний метод вимірювального перетворення, який може відрізнятися своєю нелінійністю, низькою завадостійкістю та іншими вадами. Іншими джерелами похибок можуть бути недоліки апаратурної реалізації методу контролю, серед яких можемо назвати вплив нестабільності напруги живлення електронних трактів системи, похибку кодування величини, в значення якої перетворений фізичний параметр контролю. Такою величиною може бути напруга, часовий інтервал, частота та фазовий зсув змінного сигналу.

При аналізі похибок вимірювання не слід забувати про вплив зовнішніх фізичних факторів на точність вимірювальних перетворень. Серед цих факторів, як правило, на першому місці стоїть вплив температури зовнішнього середовища на роботу первинного вимірювального перетворювача та електронних вузлів системи контролю. Для оптичних систем контролю джерелом похибки може бути стан вологості чи запилення повітря, в якому оптичний сигнал розповсюджується.

При аналізі точності вимірювальних перетворень важливо виділити можливі джерела похибок та визначити аналітичний зв'язок значень цих похибок з параметрами відповідних вузлів функціональної схеми майбутньої системи. Оцінка похибок виконується, як відповідний приріст фізичного параметру контролю (вимірювальної величини).

Як відомого похибки вимірювання можемо розділити на систематичні і випадкові [1]. Систематичні похибки (адитивні та мультиплікативні) не залежать від часу. Систематичні адитивні похибки не



залежать від вимірювальної величини. Подібні похибки виникають у результаті неточного встановлення нуля шкали вимірювального перетворення, існування так званих адитивних завад, що зміщують початок відліку вимірювальної величини. Мультиплікативними називають систематичні похибки, які залежать від вимірювальної величини.

До систематичних можемо віднести похибку, яка викликана зміною коефіцієнту підсилення сигналу в акустичному дефектоскопі внаслідок невідповідності заданому значенню напруги живлення підсилювача, похибка визначення часу запізнення сигналу в тому ж акустичному дефектоскопі внаслідок порогу спрацювання компаратору. Для вихрострумowego дефектоскопу систематичною похибкою вимірювання параметру контролю є також вплив невідповідності напруги живлення на коефіцієнт підсилення інформативного сигналу, а також вплив прозору між котушкою вихрострумowego перетворювача і поверхнею об'єкту контролю. В магнітному дефектоскопі на основі використання, як вимірювального перетворювача - датчика Холла, до систематичної похибки віднесемо насамперед дрейф нуля підсилювача постійної напруги, який описується надто повільною функцією.

Зменшення або навіть повне усунення адитивних складових похибок вимірювального перетворення виконують з допомогою процедури корегування шляхом штучного внесення сигналу корекції рівного за величиною, але протилежного за знаком адитивному значенню похибки вимірювання. Врахування мультиплікативних похибок виконують шляхом запису в цифровій пам'яті мікроконтролера поправок для кожної ділянки шкали вимірюваної величини.

Випадкові похибки відрізняються від систематичних стаціонарною чи нестаціонарною залежністю від часу. В більшості випадків присутність стаціонарних випадкових похибок може бути враховано і таким чином кореговано через визначення їх математичного сподівання, але це вимагає статистичної обробки результатів вимірювання, що при реалізації неруйнівного контролю не використовується.

Виходячи з того, що систематичні похибки вимірювання параметру контролю не залежать від часу, знаходження їх сумарного значення виконується шляхом арифметичного додавання складових:

$$(\Delta_C)_{\text{сум}} = \sum_{i=0}^n (\Delta_C)_i \quad (1.1)$$

Арифметичне складання систематичних складових похибок вимірювання означає можливість зменшення або навіть повну компенсацію однієї складової похибки іншою складовою з протилежним знаком.

Забігаючи дещо наперед зауважимо, що помилки контролю (неправильне віднесення параметру контролю до «норми» чи «браку») виникають за рахунок похибок вимірювання фізичної величини параметру контролю, значення якого відповідають або близькі до бракувального рівня. Тому при визначенні сумарного значення систематичної похибки

вимірювання враховуємо, як адитивні, так і мультиплікативні похибки, але останні мають відноситися до бракувального значення параметру контролю.

При оцінці кожної випадкової похибки вимірювання  $\Delta_A$  оперують значеннями її максимального (граничного) відхилення  $\Delta_{Ad}$ . Наприклад, відомо, що максимальне значення похибки кодування напруги з допомогою АЦП становить  $\pm(\Delta U_{mp}/2)$ , де  $\Delta U_{id}$  - величина напруги молодшого розряду. Подібним чином можемо представити максимальне відхилення іншої випадкової похибки, що виникає внаслідок впливу певного фактору.

Основною оцінкою випадкової похибки  $\delta$  є її ймовірність  $P(\Delta_B)$ . Випадкові похибки вимірювання, як і любі випадкові величини, відрізняються властивими їм диференційними законами відхилення густини ймовірності. Наприклад, згадана вище похибка АЦП має прямокутний в межах  $\pm(\Delta U_{mp}/2)$  закон відхилення густини ймовірності, яка становить  $(1/\Delta U_{mp})$ .

Для випадкових величин (параметрів контролю  $\delta$  чи похибок вимірювання фізичного параметру), випадкове відхилення яких від середнього значення (математичного сподівання випадкової величини  $m_\delta$ ), можливе, як напрямку збільшення, так і в напрямку їх зменшення, використовуємо найбільш поширений у природі нормальний закон розподілу густини ймовірності (рис.1.1) [2]:

$$P(\delta) = \frac{e^{-\frac{\delta^2}{2\sigma^2}}}{\sigma\sqrt{2\pi}}, \quad (1.2)$$

$$-\infty < \delta < +\infty$$

де  $\sigma$  – середньоквадратичне відхилення випадкової величини, яке можемо визначити, як корінь квадратний від її дисперсії (середнього значення квадрату відхилення випадкової величини від її середнього значення, тобто математичного сподівання):

$$\sigma_\delta = \sqrt{\delta^2 P(\delta) d(\delta)} \quad (1.3)$$

Математично закон враховує відхилення випадкової величини в межах  $\pm\infty$  відносно математичного сподівання, проте, якщо обмежити ці відхилення на рівні їх ймовірності рівній 0,997, то граничне значення відхилень становитиме  $\pm\delta_{\Gamma p.} = 3\sigma$  («закон трьох  $\sigma$ »). Вважаючи, що граничне відхилення, використане при аналізі такої похибки, відповідає згаданій ймовірності визначаємо оцінку середньоквадратичного відхилення, як  $\sigma = |\delta_{\Gamma p.}|/3$ .

В практиці вимірювань і контролю використовується також закон розподілу модуля нормальної величини (рис. 1.1, б). Для даного закону

функціональна залежність густини ймовірності відхилень випадкової величини від математичного сподівання  $m=0$  така, як для нормального закону. Аналогічно визначається середньоквадратичне відхилення, як третина граничного відхилення.

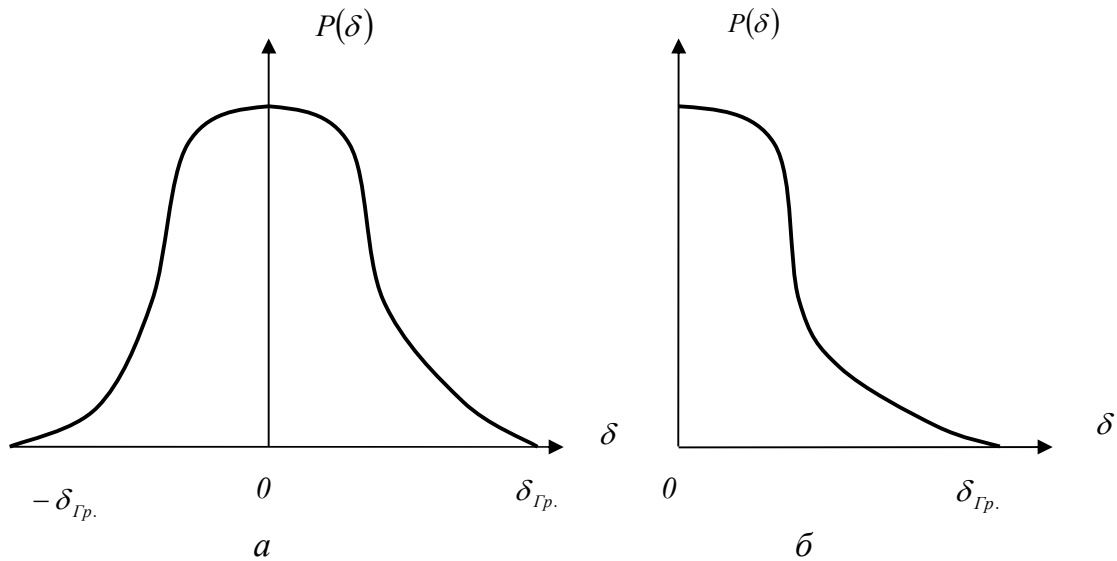


Рис. 1.1. Нормальний (а) та модуль нормального (б) закону розподілу густини ймовірності відхилень випадкових величин.

При виявленні в системі контролю існуванні ряду  $j=0, m$  складових випадкових похибок вимірювальних перетворень знаходження сумарної випадкової похибки незалежно від законів розподілу густини ймовірності та границь відхилення кожної з них виконується через визначення сумарної дисперсії всіх випадкових похибок:

$$[\sigma(\Delta_B)]_{\text{сум.}} = \sqrt{\sum_{j=0}^m \sigma(\Delta_B)_j^2} \quad (1.4)$$

Розрахунок граничного відхилення сумарної випадкової похибки системи контролю виконують представляючи складові випадкових похибок, як ряд чисел з нормальним законом розподілу густини їх ймовірності. Це дозволяє використати раніше згаданий «закон трьох  $\sigma$ »:

$$\pm(\Delta_B)_{gp.} = \pm 3 \sqrt{\sum_{j=0}^m \sigma(\Delta_B)_j^2} \quad (1.5)$$

Тепер можемо представити сумарну похибку вимірювального перетворення з урахуванням систематичних і випадкових складових:

$$\Delta_{\text{сум.}} = \sum_{i=0}^n (\Delta_C)_i \pm 3 \sqrt{\sum_{j=0}^m [\sigma(\Delta_B)]_j^2} \quad (1.6)$$

## 1.2.Визначення ймовірностей помилок контролю

Вірогідність контролю, як ймовірність правильності контролю, визначається наступним виразом:

$$\hat{A} = 1 - D_{III} \quad , \quad (1.6)$$

де  $P_{пом}$  - ймовірність помилки контролю.

Помилкою контролю є невірне віднесення нормованого значення параметру контролю (такого, що відповідає заданим границям норми) до браку і, навпаки – бракованого значення параметру до норми. В першому випадку помилку контролю називають помилкою першого роду, в другому – помилкою другого роду. Зрозуміло, що помилка другого роду більш небезпечна за помилку першого роду перш за все для споживача продукції. Помилка ж першого роду є неприємною перш за все виробнику продукції. Тому часто помилку першого роду називають помилкою виробника, а помилку другого роду – помилкою споживача.

До помилок контролю приводить наявність похибок вимірювання параметрів контролю, які безпосередньо відповідають рівню бракування. В залежності від величини і знаку похибки вимірювання можемо виділити певні зони значень цього параметру, випадкове попадання контрольованого параметру в які обов'язково продукує помилку контролю. Будемо називати ці зони значень параметрів контролю зонами ризику помилок контролю[4, 5].

Значення параметру контролю  $\delta$  розглядаємо, як випадкову величину, що має свій закон розподілу густини ймовірності відхилень від оцінки його математичного сподівання. Як й для випадкових похибок вимірювання, для параметрів контролю природно можемо використати нормальний закон розподілу та закон розподілу модуля нормальної величини. Нормальному закону відповідають параметри, які змінюються в напрямку збільшення та в напрямку зменшення відносно номінального значення параметру (його математичного сподівання), а закону розподілу густини ймовірності відхилень параметрів контролю модуля нормальної величини підлягають параметри, знак можливого відхилення яких є незмінним.

Прикладом параметру контролю, відхилення якого, розподілені за нормальним законом можуть бути: товщина об'єктів, відстань, вага об'єкту, температура об'єкту, тощо. Закон розподілу модуля нормальної величини використовується для оцінок ймовірності відхилень випадкової величини від її математичного сподівання. Нульовому значенню відхилення відповідає найбільше значення ймовірності, яке становить:

$$P(0) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} = \frac{3}{\delta_{гр}\sqrt{2\pi}}$$

Діапазон значень параметру контролю, які становлять ширину зони ризику помилки контролю за рахунок систематичної складової похибки вимірювання, відповідає сумарному значенню цієї похибки. В залежності

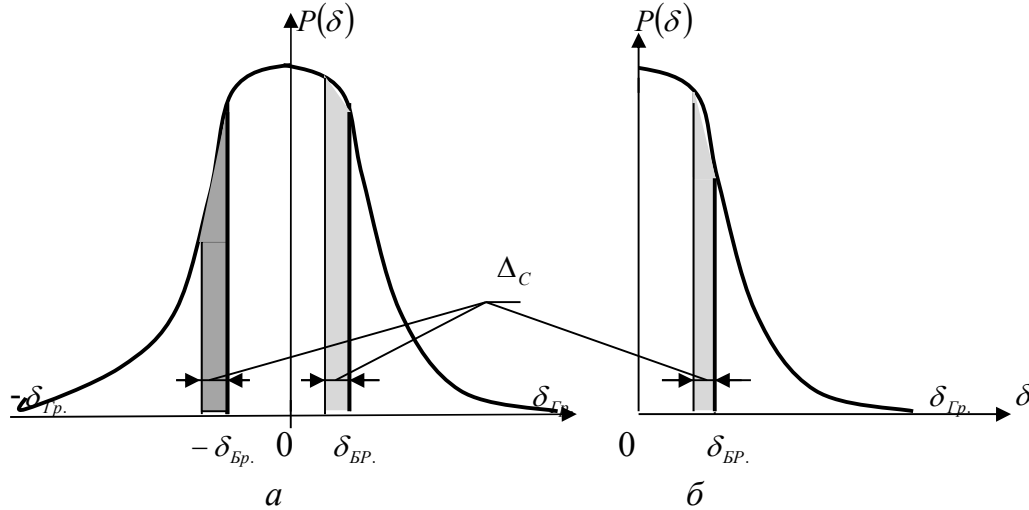


Рис.1.2 . Визначення помилок контролю внаслідок систематичної похибки вимірювання параметру контролю.

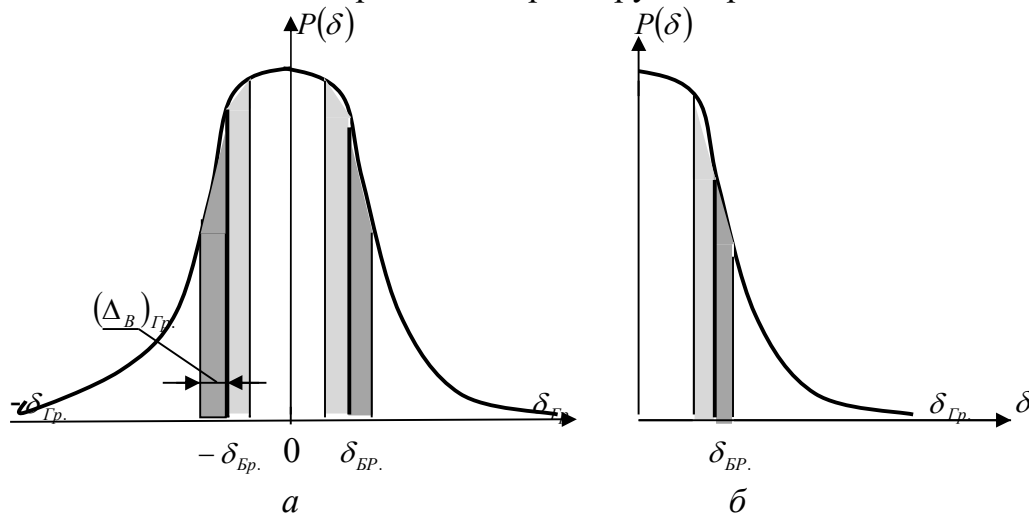


Рис. 1ю3.Визначення помилок контролю внаслідок випадкової похибки вимірювання параметру контролю.

від знаку систематичної похибки ця зона ризику знаходиться в межах нормованих значень параметру контролю, або в межах параметрів, які відповідають браку. Наприклад, для параметру контролю  $\delta$  розподіленому за нормальним закон розподілу відхилень густини ймовірності з обмеженням нормованих значень допустимими відхиленнями в межах  $\pm \delta_{бр.}$ , позитивного знаку систематична похибка  $\Delta_c$  є причиною виникнення помилки першого роду з ймовірністю  $P_I$  для значень контрольованих параметрів зони ризику  $(\delta_{бр.} - \Delta_c) \leq \delta \leq \delta_{бр.}$ , та помилки другого роду з ймовірністю  $P_{II}$  для параметрів зони ризику

$(-\delta_{бр.} - \Delta_c) \leq \delta \leq (-\delta_{бр.})$  (Рис. 1.2, а). Оцінки ймовірності цих помилок становлять:

$$D_z = \int_{\delta_{до.} - \Delta_c}^{\delta_{до.}} D(\delta) d(\delta) \quad (1.7)$$

$$P_{II} = \int_{-\delta_{до.} - \Delta_c}^{-\delta_{до.}} P(\delta) d(\delta) \quad (1.8)$$

Помилка другого роду (пропуск дефекту) є набагато більш небезпечна у порівнянні з помилкою першого роду. Тому на рис.1.2 площа під кривою закону розподілу густини ймовірності параметру контролю, яка відповідає ймовірності помилки другого роду, показана більш темним забарвленням.

При контролі параметру розподіленого за законом модулю нормальної величини (рис. 1.2, б) систематична похибка  $\Delta_c$  позитивного знаку викличе лише помилку першого роду, оцінка якої визначається формулою (1.7).

Сумарна ймовірність помилки  $P_{Пом.}$  при густині розподілу параметру контролю за нормальним законом визначається, як сумісна ймовірність помилок контролю першого і другого родів. Враховуючи, що випадкове значення параметру контролю не може одночасно належати обом зонам ризику помилки, сумісна ймовірність помилок контролю першого і другого родів визначається за правилом визначення оцінок ймовірності залежних випадкових величин - їх додаванням [4]:

$$P_{Пом.} = D_z + D_{\bar{z}} \quad (1.9)$$

Розглянемо ситуацію, коли похибка вимірювання параметру контролю визначається лише випадковою складовою. При нормальному законі розподілу густини ймовірності відхилень параметру контролю і випадковій похибці, яка також має симетричний закон розподілу густини ймовірності, матимемо аж чотири зони ризику помилок контролю (рис.1.3а):

$$\begin{aligned} -\delta_{бр.} - (\Delta_B)_{Гр.} \leq \delta \leq -\delta_{бр.}; & \quad -\delta_{бр.} \leq \delta \leq -\delta_{бр.} + (\Delta_B)_{Гр.}; \\ \delta_{бр.} - (\Delta_B)_{Гр.} \leq \delta \leq \delta_{бр.}; & \quad \delta_{бр.} \leq \delta \leq \delta_{бр.} + (\Delta_B)_{Гр.}. \end{aligned}$$

Попадання параметру контролю в кожен з цих зон приводить до помилки контролю лише при відповідному знаку випадкової похибки вимірювання. Ця додаткова умова вимагає визначення ймовірності відповідного роду помилки контролю, як сумісної ймовірності відповідності параметру контролю даній зоні ризику та знаку похибки вимірювання.

Ймовірність попадання параметру контролю в ту чи іншу зону ризику помилки і ймовірність відповідного знаку випадкової похибки вимірювання не залежать одна від одної. Сумісною ймовірністю таких двох незалежних випадкових величини є добуток їх ймовірностей.

При цьому враховуючи, що ймовірність знаку «плюс» чи «мінус» однакова і становить 0,5 маємо наступні оцінки помилок контролю першого та другого родів:

$$\begin{aligned} D_I &= 0,5 \left( \int_{-\delta_{\Delta\delta}}^{-\delta_{\Delta\delta} + (\Delta_B)_{\Delta\delta}} D(\delta) d(\delta) + \int_{\delta_{\Delta\delta}}^{\delta_{\Delta\delta} + (\Delta_B)_{\Delta\delta}} D(\delta) d(\delta) \right) \\ D_{II} &= 0,5 \left( \int_{-\delta_{\Delta\delta} - (\Delta_B)_{\Delta\delta}}^{-\delta_{\Delta\delta}} D(\delta) d(\delta) + \int_{\delta_{\Delta\delta} - (\Delta_B)_{\Delta\delta}}^{\delta_{\Delta\delta}} D(\delta) d(\delta) \right) \end{aligned} \quad (1.10)$$

В даному випадку помилки першого і другого родів представлені сумарними ймовірностями попадання значень параметрів контролю в зони ризику помилок за рахунок різних за знаком випадкової похибки вимірювання. Такий спосіб визначення сумісної ймовірності двох окремих подій використано виходячи з їх залежності: при реалізації операції контролю параметр  $\delta$  не може одночасно належати обом зонам ризику помилки:  $-\delta_{Br.} - (\Delta_B)_{Gr.} \leq \delta \leq -\delta_{Br.}$  та  $\delta_{Br.} \leq \delta \leq \delta_{Br.} + (\Delta_B)_{Gr.}$  або  $-\delta_{Br.} - (\Delta_B)_{Gr.} \leq \delta \leq -\delta_{Br.}$  та  $\delta_{Br.} - (\Delta_B)_{Gr.} \leq \delta \leq \delta_{Br.}$ .

Для параметру густина ймовірності якого розподілена за законом модуля нормальної величини випадкова похибка вимірювання  $\pm (\Delta_B)_{Gr.}$  викличе, як помилку першого, так і другого родів:

$$\begin{aligned} P_I &= 0,5 \left( \int_{\delta_{\Delta\delta} - (\Delta_B)_{\Delta\delta}}^{\delta_{\Delta\delta}} D(\delta) d(\delta) \right) \\ D_{II} &= 0,5 \left( \int_{\delta_{\Delta\delta}}^{\delta_{\Delta\delta} + (\Delta_B)_{\Delta\delta}} D(\delta) d(\delta) \right) \end{aligned} \quad (1.11)$$

Далі дещо ускладнимо задачу і розглянемо визначення ймовірностей помилок контролю першого та другого родів для випадку, коли відомі і систематична, і випадкова похибки вимірювання. Розглянемо знаходження ймовірності помилки контролю величини дефекту матеріалу використовуючи для параметру контролю закон розподілу модуля нормальної величини. Якщо абсолютне значення систематичної похибки переважає абсолютне граничне значення випадкової похибки  $|(\Delta_B)_{Gr.}| < \Delta_C$  при позитивній систематичній похибці, а значенню норми відповідає діапазон параметрів контролю  $0 \leq \delta \leq \delta_{Br.}$ , на основі раніше наведених міркувань матимемо лише помилку першого роду (рис. 1.4, а) [4]:

$$P_I = \int_{\delta_{\Delta\delta} - \Delta_N}^{\delta_{\Delta\delta}} D(\delta) d\delta + 0,5 \int_{\delta_{\Delta\delta} - \Delta_N - (\Delta_A)_{\Delta\delta}}^{\delta_{\Delta\delta} - \Delta_N} D(\delta) d\delta \quad (1.12)$$

Якщо систематична похибка має від'ємний знак, а випадкова похибка не перевищує значення систематичної похибки за абсолютною величиною, матимемо лише помилку другого роду (рис. 1.4, б):

$$P_{II} = \int_{\delta_{бр.}}^{\delta_{бр.} + |\Delta_C|} P(\delta) d\delta + 0,5 \int_{\delta_{бр.} + |\Delta_C|}^{\delta_{бр.} + |\Delta_C| + (\Delta_B)_{Гр.}} P(\delta) d\delta \quad (1.13)$$

Тепер розглянемо варіант можливих значень похибок вимірювання контрольованого параметру, коли значення позитивної систематичної похибки поступається абсолютному (граничному) значенню випадкової похибки:  $\Delta_C \leq |(\Delta_B)_{Гр.}|$ . При такому співвідношенні значень похибок вимірювання матимемо, як помилку першого роду, так і помилку другого роду (рис. 1.5), які визначаються наступним чином:

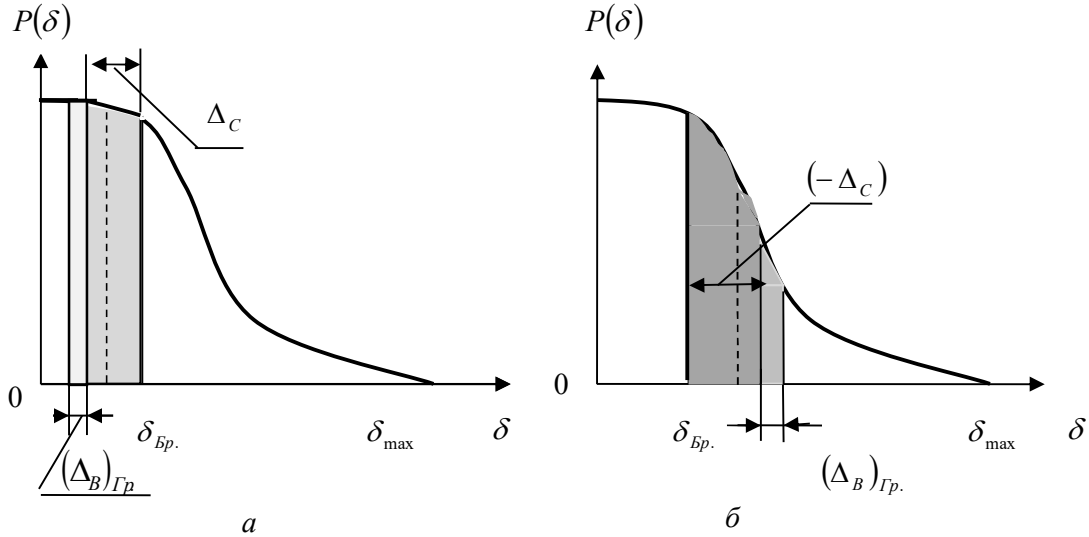


Рис.1.4. Визначення оцінок помилок контролю для випадку  $|\Delta_C| \geq (\Delta_B)_{Гр.}$ .

$$P_I = \int_{\delta_{А\delta.} - \Delta_{\delta}}^{\delta_{А\delta.}} D(\delta) d\delta + 0,5 \int_{\delta_{А\delta.} - \Delta_{\delta} - (\Delta_A)_{А\delta.}}^{\delta_{А\delta.} - \Delta_{\delta}} D(\delta) d\delta \quad (1.14)$$

$$P_{II} = \int_{\delta_{бр.}}^{\delta_{бр.} - \Delta_C + (\Delta_B)_{Гр.}} P(\delta) d\delta \quad (1.15)$$

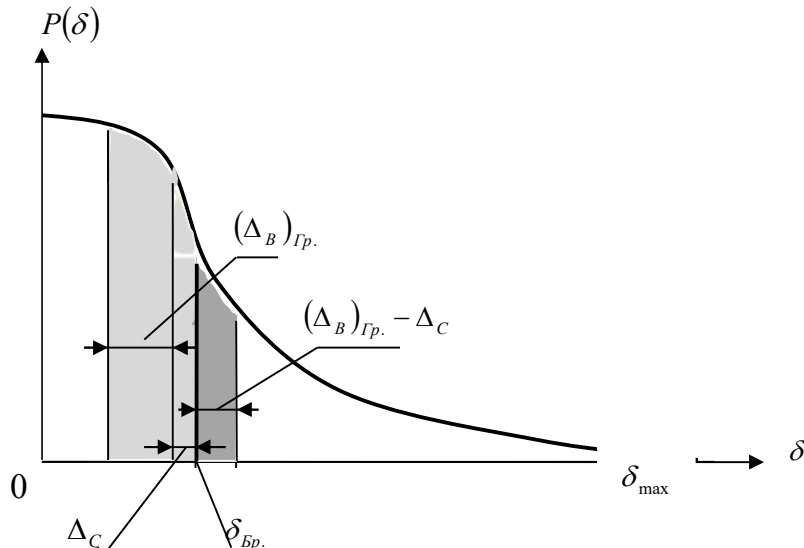


Рис. 1.5. Вплив похибок вимірювання на оцінку помилки при  $(\Delta_B)_{Гр.} > \Delta_C$



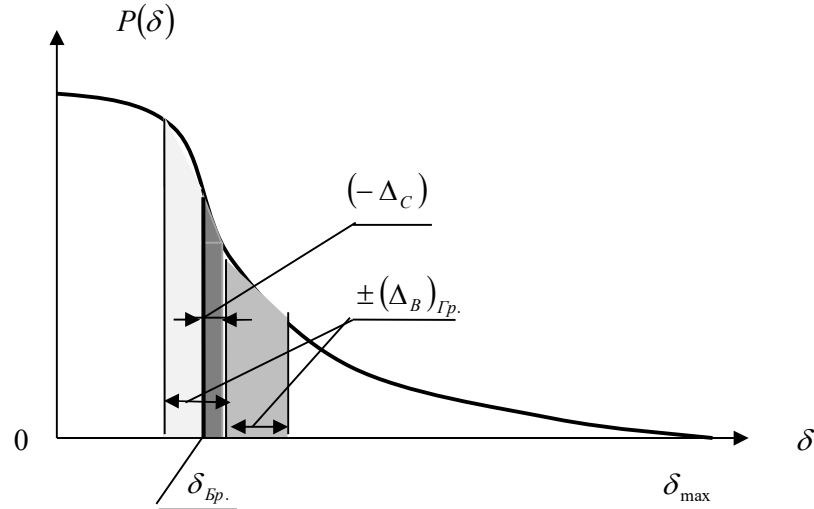


Рис.1.6. Визначення оцінок помилок при  $(\Delta_B)_{\text{до.}} > |\Delta_C|$  у випадку від'ємної систематичної похибки

Якщо граничне значення випадкової похибки переважає абсолютне значення від'ємної систематичної похибки вимірювання:  $(\Delta_B)_{\text{Гр.}} \geq |\Delta_C|$ , то крім помилки другого роду (рис. 1.6) виникне помилка першого роду, ймовірність якої визначається (1.16-1.17):

$$P_I = 0,5 \int_{\delta_{\text{Бр.}} - [(\Delta_B)_{\text{Гр.}} - |\Delta_C|]}^{\delta_{\text{Бр.}}} P(\delta) d\delta \quad (1.16)$$

$$P_{II} = \int_{\delta_{\text{Бр.}}}^{\delta_{\text{Бр.}} + |\Delta_C|} P(\delta) d\delta + 0,5 \int_{\delta_{\text{Бр.}} + |\Delta_C|}^{\delta_{\text{Бр.}} + |\Delta_C| + (\Delta_B)_{\text{Гр.}}} P(\delta) d(\delta) \quad (1.17)$$

### 1.3. Коефіцієнт ефективності контролю

Розглянутий метод оцінювання помилок контролю і визначення таким чином вірогідності контролю направлений на оптимізацію параметрів систем контролю. Вірогідність є основним критерієм проектування систем контролю. Проте такого критерію недостатньо для оцінки ефективності контролю, як операції розділення контрольованого параметру на норму і брак. Адже вірогідність контролю не залежить від границі розділу цих параметрів – вибору бракувального рівня. Старання максимально зменшити розмір допустимих дефектів може привести до того, що при даному рівні точності вимірювання фізичного параметру контролю ми можемо отримати високі показники вірогідності контролю при тому, що нормовані значення параметру будуть замінені браком або навпаки – помилково зараховані, як брак.

Тому поряд з визначенням вірогідності контролю згідно приведеної вище методики ми пропонуємо визначати ще одну характеристику контролю, яку можемо назвати коефіцієнтом ефективності контролю  $K_{ef.}$  [5]. Оцінка коефіцієнту визначається як:

$$K_{ef.} = 1 - \frac{P_{Пом.}}{P_N}, \quad (1.18)$$

$$0 < K_{ef.} < 1$$

де  $P_N$  - ймовірність нормованих значень параметрів контролю, яка для випадку задачі дефектоскопії становить:

$$P_N = \int_0^{\delta_{бр.}} P(\delta) d\delta \quad (1.19)$$

При контролі параметрів, густина розподілу ймовірності яких підкоряється нормальному закону, оцінка  $P_N$  становить:

$$P_N = \int_{-\delta_{бр.}}^{\delta_{бр.}} P(\delta) d\delta \quad (1.20)$$

Коефіцієнт ефективності контролю залежить від співвідношення ймовірностей нормованих значень параметру і помилки контролю. Високе значення ефективності контролю, якому відповідає  $K_{ef.} \approx 1$ , свідчить про високу точність вимірювання параметру контролю та високе значення вірогідності контролю. При такому контролі має місце мінімальний брак, як першого, так і другого роду.

Іншим показником якості контролю можемо вважати ймовірність помилки контролю другого роду. При контролі параметрів продукції виробник зацікавлений у максимально можливому виключенні існування такої помилки, існування якої означає можливість пропуску браку. Адже помилково не виявлений дефект може бути причиною аварійного стану та можливих тяжких наслідків. Тому з метою максимального зменшення ймовірності помилки другого роду часто йдуть на корекцію значення бракувального рівня з метою збільшуючи оцінку помилки першого роду за рахунок зменшення помилки другого роду. Помилка першого роду визначає втрати виробника, вона не тягне за собою штрафних санкцій, як це може бути при пропуску браку – помилці другого роду.

## **РОЗДІЛ 2. АВТОМАТИЗАЦІЯ КООРДИНАТНОЇ РЕЄСТРАЦІЇ РЕЗУЛЬТАТІВ НЕРУЙНІВНОГО КОНТРОЛЮ**

Неруйнівний контроль, як і контроль взагалі, направлений на визначення відповідності заданій нормі конкретного параметру об'єкту. Методи неруйнівного контролю, що реалізуються у системах, передбачають кількісне визначення цих параметрів опосередковано використовуючи фізичні величини випромінювань і сигналів, які пропорційні або функціонально пов'язані з контрольованим параметром.

В данім розділі розглянемо особливості проектування систем контролю, які здатні виконувати свою функцію в автоматичному режимі або ж автоматично забезпечувати координатну реєстрацію результату контролю при «ручній» реалізації процесу сканування поверхні об'єкту вимірювальним перетворювачем.

Широкий діапазон фізичних методів контролю та великий перелік параметрів контролю приводять до неможливості виконувати уніфікацію принципів будови та розрахунків параметрів вимірювальних перетворювачів та електронних трактів обробки інформативних сигналів. Тому питання синтезу та аналізу функціональних схем систем контролю, особливостей будови їх вимірювальних перетворювачів будуть розглянуті окремо до кожного методу контролю і його реалізації у вигляді функціональної схеми системи.

Основна увага виконана для висвітлення особливостей проектування автоматичних та автоматизованих систем акустичного та електромагнітного контролю, як таких, що здатні знайти застосування при контролі масового виробництва матеріалів і конструкцій.

Задачею неруйнівного контролю не дивлячись на його пряме відношення до вимірювальної техніки є не стільки кількісне визначення величини контрольованого параметру, скільки визначення його відповідності наперед заданим границям норми на цей параметр. Серед помилок такого визначення чимала доля належить суб'єктивному фактору. Такі помилки залежать від обмежених можливостей людини контролювати з однаковою надійністю швидкоплинні процеси за показанням приладів, вимагають від неї значних фізичних та психологічних напружень. Тому основною задачею автоматизації є перш за все усунення людини від процесу прийняття рішень про результат неруйнівного контролю передаючи ці функції електронним засобам, забезпечуючи їх стабільність і необхідну точність вимірювання ними фізичних величин – параметрів контролю.

Крім того, існує ще одна причина доцільності автоматизації процесів координатної реєстрації результатів неруйнівного контролю, яка пов'язана з необхідністю зберігання інформації про виконаний контроль для

можливості виконання моніторингу об'єктів контролю. Така реєстрація результатів виконаного контролю об'єкту дає можливість спостерігати в першу чергу за поведінкою раніше виявлених дефектів, навіть коли їх розмір ще не досяг бракувального рівня. Подібний підхід підвищує надійність контролю, виключає можливість пропуску критичних дефектів.

Визначення координат розташування дефектів, які виявляються у процесі неруйнівного контролю внутрішньої структури матеріалу конструкцій, легко реалізується при використанні автоматичних сканерів для переміщення вимірювального перетворювача дефектоскопічної системи поверхнею об'єкту контролю. Координатами дефектів в таких системах можуть бути координати позиціонування рухомої частини сканеру з монтованим на ній вимірювальним перетворювачем, якщо система контролю виявляє в даній координаті присутність дефекту. Практична реалізація таких систем сканування порівняно легко може бути реалізована для сканування об'єктів з плоскою або циліндричною поверхнями.

Автоматичне сканування складної поверхні об'єктів, розташованої в трьохмірному просторі вимагає використання значно складніших систем програмно адаптованих до поверхні об'єктів контролю, що реалізується на практиці шляхом «навчання» сканерів при вручну переміщенні вимірювальних перетворювачів поверхнею об'єкту контролю за майбутньою траєкторією сканування. Подібні сканери можемо назвати трьохмірними роботами з числом ступенів вільності платформи для утримання вимірювального перетворювача не менш п'яти.

Більшість дефектоскопічних систем контролю об'єктів з складною розвиненою в трьохмірному просторі поверхнею передбачають реалізацію сканування такої поверхні вимірювальним перетворювачем вручну оператором засобу неруйнівного контролю. При цьому безпосередньо оператор за показаннями індикаторів системи контролю приймає рішення про наявність дефекту і про його відповідність нормі чи браку. Головним недоліком такого контролю є відсутність координатної реєстрації виконаного контролю. Оператор звітує довільним актом про виконаний контроль з описом положення виявлених дефектів.

Усунення суб'єктивності в подібних системах неруйнівного контролю вимагає обмеження функції оператора лише виконання ним вручну сканування поверхні об'єкту вимірювальним перетворювачем. Оцінювання результату контролю і визначення координат положення вимірювального перетворювача повинно виконуватися автоматично. Для цього необхідно використовувати додаткові дистанційні системи визначення координат просторового положення вимірювального перетворювача у процесі сканування ним поверхні об'єкту контролю.

З вище викладених міркувань системи автоматизованого неруйнівного контролю можемо розділити на два види – автоматизовані системи контролю, в яких людина обов'язково приймає участь у виконанні певних дій, наприклад – виконанні сканування поверхні об'єкту контролю

(рис. 2.1 *а*), та автоматичні системи (рис. 2.1, *б* ), які виконують всі процедури, сканування включно, в автоматичному режимі.

Вимірюваний параметр контролю, наприклад – градієнт густини викликаний дефектом структури матеріалу (тріщиною або газовим включенням), перетворюється вимірювальним перетворювачем в пропорційний (в кращому випадку) або функціонально залежний з ним параметр електричного сигналу. Це може бути амплітуда змінного сигналу або рівень постійного сигналу, частота сигналу або тривалість імпульсу сигналу, фазовий зсув сигналу відносно когерентного йому сигналу, наприклад – сигналу задаючого генератору.

Підсилення сигналу з метою підвищення роздільної здатності контролю, випрямлення сигналу або інші його перетворення виконуються в тракті обробки електричних параметрів вторинного сигналу. Метою таких перетворень є формування сигналів параметри яких можуть бути виміряні цифровим способом з допомогою аналого-цифрового перетворення. Це може бути перетворення в пропорційний цифровий код напруги , частоти чи тривалості імпульсного сигналу.

Виходячи з такого розділення автоматизовані системи для можливості реалізації координатного запису результатів контролю повинні мати у своєму складі засоби визначення просторових координат положення вимірювального перетворювача в процесі вручну сканування ними поверхні об'єкту контролю. Такі засоби можуть бути вбудованими безпосередньо в конструкцію вимірювального перетворювача, наприклад вимірювач прискорення для визначення одомірної координати у випадку лінійного переміщення вимірювального перетворювача поверхнею об'єкту контролю, або дистанційними засобами визначення двохмірних або трьохмірних координат перетворювача відносно реперних точок, координати яких задаються позицією просторового положення таких засобів.

Можливості використання надто складної і для даного застосування економічно необґрунтованої вбудованої системи визначення трьохмірних координат просторового положення вимірювального перетворювача на основі векторних відповідно осям координат вимірювачів прискорення і гіроскопів не розглядається.

Автоматизація всіх вимірювальних процесів, які виконуються системою неруйнівного контролю, виконується за допомогою програмованого блоку керування - контролера. У випадку використання системи контролю першого виду крім проблеми визначення координат просторового положення вимірювального перетворювача у процесі сканування ним об'єкту контролю необхідно автоматично реалізувати ряд перетворень, які виконуються електронним трактом системи. Так при використанні системи ультразвукового контролю необхідно в темпі розповсюдження коливань в матеріалі об'єкту контролю реалізувати регулювання коефіцієнту підсилення вихідного сигналу вимірювального перетворювача з метою компенсації впливу затухання акустичного сигналу, виконати порівняння

рівня сигналу з заданим значенням бракувального рівня та реалізувати індикацію дефекту, якщо він виявлений, і на кінець виконати координатний запис результату вимірювання сигналу.

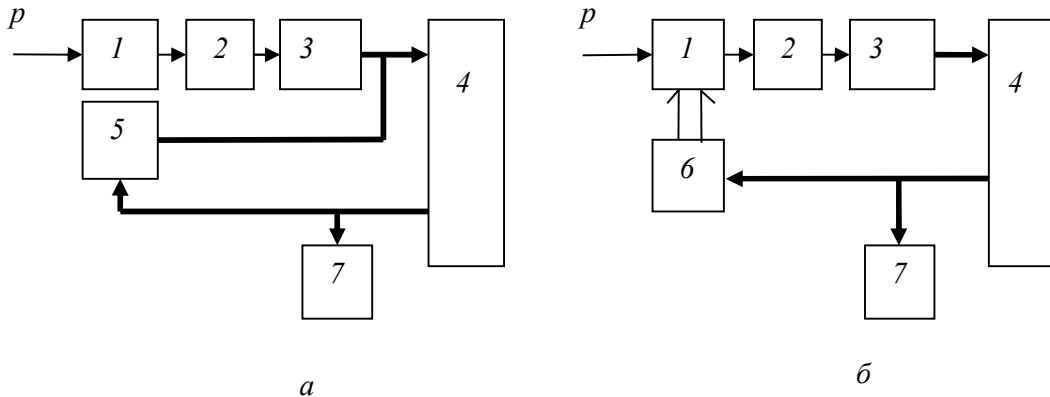


Рис. 2.1. Блок-схеми скануючих систем неруйнівного контролю з автоматичною координатною реєстрацією результатів контролю  
 а – автоматизована система з виконанням сканування вручну оператором; б – автоматична система.

- 1- Вимірювальний перетворювач; 2 – тракт обробки сигналу; 3 – аналого-цифровий перетворювач сигналу; 4 – блок керування; 5 – блок дистанційного визначення координат вимірювального перетворювача; 6 - сканер; 7 – індикатор (табло).

На даному етапі розвитку електроніки немає необхідності окремо розробляти блок керування роботою вузлів системи контролю. Для такої цілі декілька десятків відомих фірм, таких як *Motorola*, *Atmel*, *Microchip* та інш. , пропонують широкий вибір простих і дешевих мікроконтролерів – програмованих систем керування електронними та іншими засобами.

## 2.1. Визначення координат вимірювальних перетворювачів дефектоскопів засобами вимірювання лінійних та кутових величин

Найпростішу систему визначення координат положення вимірювального перетворювача в процесі сканування ним поверхні плоского об'єкту контролю показано на рис. 2.2.

Визначення координат виконується шляхом вимірювання довжин стрічок двох рулеток, до кінців яких приєднаний вимірювальний перетворювач, який вручну переміщується оператором поверхнею об'єкту контролю. Точки встановлення зчитувачів 3 і 4 міток на стрічках рознесені на відстань  $B$ , яку назвемо базою вимірювання. Таким чином ці точки утворюють вісь абсцис системи координат, а точка зчитування міток однієї з рулеток відповідає початку координат.

Пружинний механізм котушок рулеток виконаний таким чином, щоб перешкоджати вільному змотуванню стрічок утримуючи стрічки в

натягнутому положенні і допускаючи тільки примусове їх змотування з катушок.

Якщо значення довжин стрічок змотаних відповідно з рулетки 1 і 2 становлять відповідно  $a$  і  $b$  координати  $X, Y$  положення вимірювального перетворювача 5 можемо визначити з наступної системи рівнянь:

$$\begin{aligned} Y^2 &= a^2 - X^2 \\ Y^2 &= b^2 - (B - X)^2 \end{aligned} \quad (2.1)$$

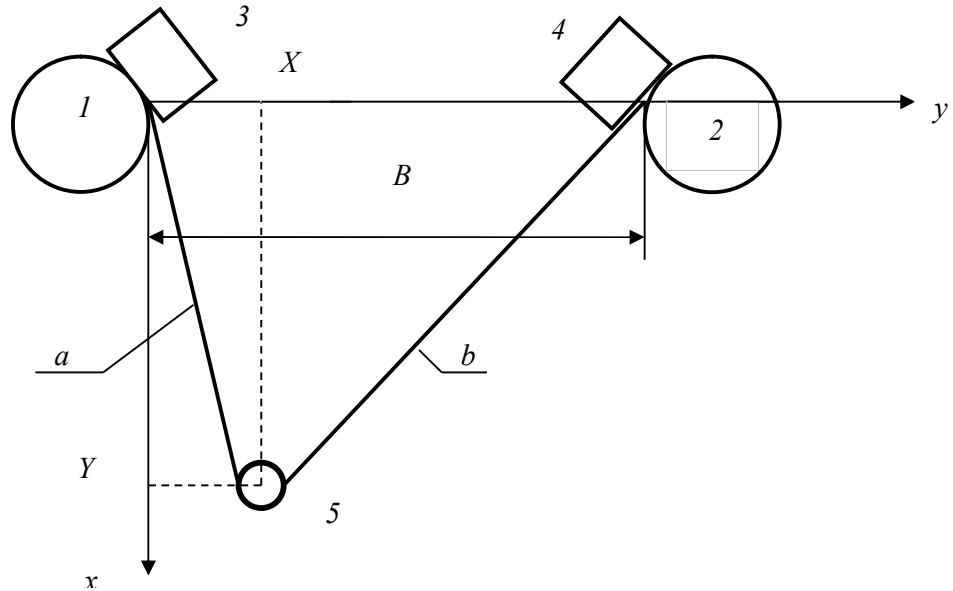


Рис. 2.2. Схематичне зображення системи визначення координат вимірювального перетворювача дефектоскопу.

1, 2 – рулетки; 3, 4 – зчитувачі кодів довжин стрічок; 5 – вимірювальний перетворювач дефектоскопу.

Значення координат вимірювального перетворювача можна визначити за наступними формулами:

$$\begin{aligned} X &= \frac{a^2 - b^2 + B^2}{2B} \\ Y &= \sqrt{a^2 - \frac{(a^2 - b^2 + B^2)^2}{4B^2}} \end{aligned} \quad (2.2)$$

Мірні стрічки системи визначення координат можуть нести на своїй поверхні дискретні мітки з періодом їх повторення  $L$ , наприклад  $L=1$  см, у вигляді оптичного або магнітного контрасту, кількість яких зчитується у вигляді число-імпульсного коду, і значення такого коду відповідає довжині стрічки з точністю, яка залежить від дискретності нанесення міток. Але кожен зі зчитувачів 3 і 4 повинен забезпечувати визначення довжин вибігу стрічок  $a$  чи  $b$  незалежно від напрямку їх зміни довжини. Для цього використовують логічне зчитування міток з допомогою двох чутливих елементів на кожному стрічку рознесених на відстань один від одного, що складає  $\Delta L + nL$ , де  $\Delta L < L$ ,  $n = 0, 1, 2, \dots$

Пряме зчитування довжини вибігу кожної з двох стрічок можливе, якщо на поверхню стрічок максимальною довжиною кожної до 1,5 м нанести, наприклад - фотографічним або іншим способом, кодуючі ділянки за принципом двійкового коду з довжиною молодшого розряду рівного 1 см. В такому випадку можемо застосувати пряме зчитування двійкового коду довжини вибігу стрічки використовуючи зчитування значень коду кожного розряду.

Для уникнення помилок зчитування за рахунок неточного встановлення зчитуючих пристроїв чи неточності нанесення прозорих чи непрозорих кодуючих ділянок (для оптичного зчитування коду) кількість зчитувачів старших розрядів коду збільшуємо до двох на кожний розряд, в той час, коли молодший розряд зчитується одним зчитувачем. При цьому зчитувачі старших розрядів зміщуються в обидва боки відносно лінії зчитування на половину довжини молодшого розряду. Якщо в молодшому розряді зчитується одиниця значення коду старших розрядів зчитується зчитувачами зсунутими вліво від лінії зчитування. Якщо, навпаки, в молодшому розряді зчитане значення відповідає нулю – зчитування значень кодів старших розрядів виконується зчитувачами зсунутими вправо. Подібне логічне зчитування двійкового коду з кодуючої маски на поверхні стрічки виключає можливість помилки зчитування коду особливо на ділянці зміни значень коду одночасно в декількох розрядах, наприклад, як це має місце при переході з коду 0111 до 1000 (на границі кодуючих ділянок, які відповідають числу 7 і 8).

Аналіз часової послідовності появи сигналів міток на виходах кожного з двох чутливих елементів дозволяє визначити напрямок руху міток відносно зчитувачів, змінюючи при цьому порядок нарахування чи відрахування числа імпульсних сигналів, яке накопичується у вигляді цифрового коду на реверсивному лічильнику кожного каналу зчитування.

Похибка визначення координат з допомогою такої системи визначається лінійною дискретністю нанесених міток на поверхнях мірних стрічок. Середньоквадратичні похибки зчитування відстані  $a$  і  $b$  враховуючи їх прямокутний в межах  $(0 - \Delta l)$  закон розподілу густини ймовірності становлять  $\sigma = \Delta l / \sqrt{3}$ . Сумарна середньоквадратична оцінка похибки визначення координат перетворювача при цьому становитиме  $\sigma_{\text{сум.}} = 2\Delta l / \sqrt{6}$ . При дискретності міток на поверхні стрічок рівній 1 см середньоквадратичне відхилення результату вимірювання координат становитиме 0,8 см.

На рис. 2.3 представлено зображення іншого принципу побудови механічного пристрою для визначення вже тримірних координат вимірювального перетворювача дефектоскопу у процесі сканування ним поверхні об'єкту контролю [6]. Значення координат мають обчислюватися за результатами вимірювання кута повороту пристрою в горизонтальній площині  $\alpha$  та кутів повороту в вертикальній площині  $\beta, \gamma$  важелів  $AB$  та  $BC$  довжиною  $L$  один відносно одного і кута повороту  $\theta$  важеля  $CD$



довжиною  $l=0,5L$  з вимірювальним перетворювачем дефектоскопу ВП на його кінці – в вертикальній площині:

$$X_{ВП} = L \left[ \cos \beta + \cos \left( \beta + \frac{\gamma}{2} \right) + 0,5 \sin(\beta + \gamma + \theta) \right] \cos \alpha \quad (2.3)$$

$$Y_{ВП} = L \left[ \cos \beta + \cos \left( \beta + \frac{\gamma}{2} \right) + 0,5 \sin(\beta + \gamma + \theta) \right] \sin \alpha \quad (2.4)$$

$$Z_{ВП} = L [1 + \cos \beta + \cos(\beta + \gamma) + 0,5 \cos(\beta + \gamma + \theta)] \quad (2.5)$$

Точність визначення координат з допомогою такого пристрою залежить в першу чергу від точності вимірювання кожного з кутів повороту. Граничне значення випадкової похибки вимірювання серійних аналого-цифрових перетворювачів кута повороту виробництва фірми DFLLUFE ФРН складає  $\pm 0,5^\circ$ . При довжині  $L$  рівній 500 мм середньоквадратичне відхилення кінців важелів  $AB$  та  $BC$  становить 1,45 мм кожної та важеля  $CD$  при умові, що його довжина разом з вимірювальним перетворювачем дорівнює половині довжини попередніх важелів – 0,72 мм. Розглядаючи ряд середньоквадратичних відхилень кінців важелів, як ряд випадкових чисел з густиною ймовірності розподіленою за нормальним законом (закон трьох сигма) граничне відхилення вимірювального перетворювача може становити  $\pm \Delta_{гран.} = \pm 3\sigma_{сум.} = \pm 6,6$  мм.

Підвищення точності подібної механічної системи визначення координат просторового положення вимірювального перетворювача дефектоскопу у процесі сканування ним поверхні об'єкту контролю можливе за умови використання більш точних вимірювальних перетворювачів кута повороту.

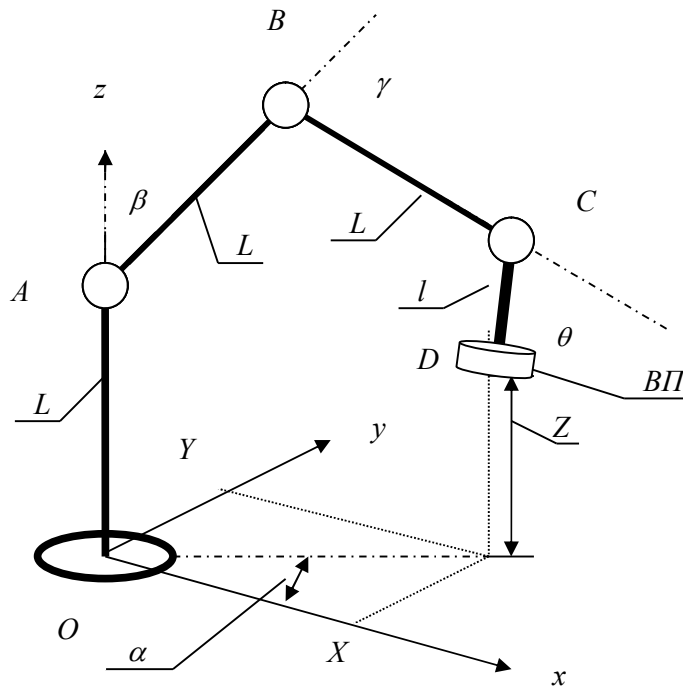


Рис. 2.3. Схематичне зображення пристрою для визначення координат вимірювального перетворювача дефектоскопу при скануванні ним поверхні об'єкту контролю

O, A, B, C – вимірювальні перетворювачі кутів повороту відповідно  $\alpha, \beta, \gamma, \theta$  у цифрові коди; ВП – вимірювальний перетворювач дефектоскопу.

#### Оптико-механічна система визначення координат вимірювального перетворювача.

Покажемо можливість побудови оптико-механічної системи для безконтактного (дистанційного) визначення координат вимірювального перетворювача при скануванні ним плоскої поверхні об'єкту контролю. Схематично принцип дії такої системи показаний на рис. 2.4 [6].

Розташовані в одній площині два циліндричні екрани з вузькими щілинами та джерелами світла всередині формують вузькі плоскі промені світла, якими сканується простір переміщення вимірювального перетворювача дефектоскопу поверхнею об'єкту контролю. Таке сканування простору контролю з допомогою променів світла реалізується завдяки синхронному обертанню екранів з фіксованою частотою рівною , наприклад – 10 Гц.

Відлік просторових кутових напрямків на вимірювальний перетворювач дефектоскопу відповідно  $\alpha$  і  $\beta$  виконується їх перетворенням у пропорційні часові інтервали між моментами початку розгортки , який фіксується появою імпульсів напруги на виходах фотодіодів 3,4 розташованих в одній площині з осями оберткових циліндричних екранів, та імпульсу напруги на виході фотодіоду

розташованого на осі вимірювального перетворювача системи дефектоскопії. Фотодіоди 3,4 розміщені у відкритих лише з однієї сторони контейнерах. Тому фотодіод 3 реагує на світло променя від джерела 1, а фотодіод 4 – від променя джерела 2.

Схема визначення згаданих кутів розгортки показана на рис.2-4. Світло плоских променів кожного з джерел подібно до пробіскового маячка на спеціальних автомобілях сканує простір поверхні об'єкту контролю в секторі приблизно рівному  $90^\circ$ . Кожен промінь формує два імпульси напруги при освітленні кожного з двох фотодіодів – стаціонарного 3 або 4, розташованих в площині  $Oxz$  системи визначення координат, та фотодіоду 5 встановленого зверху на осі вимірювального перетворювача.

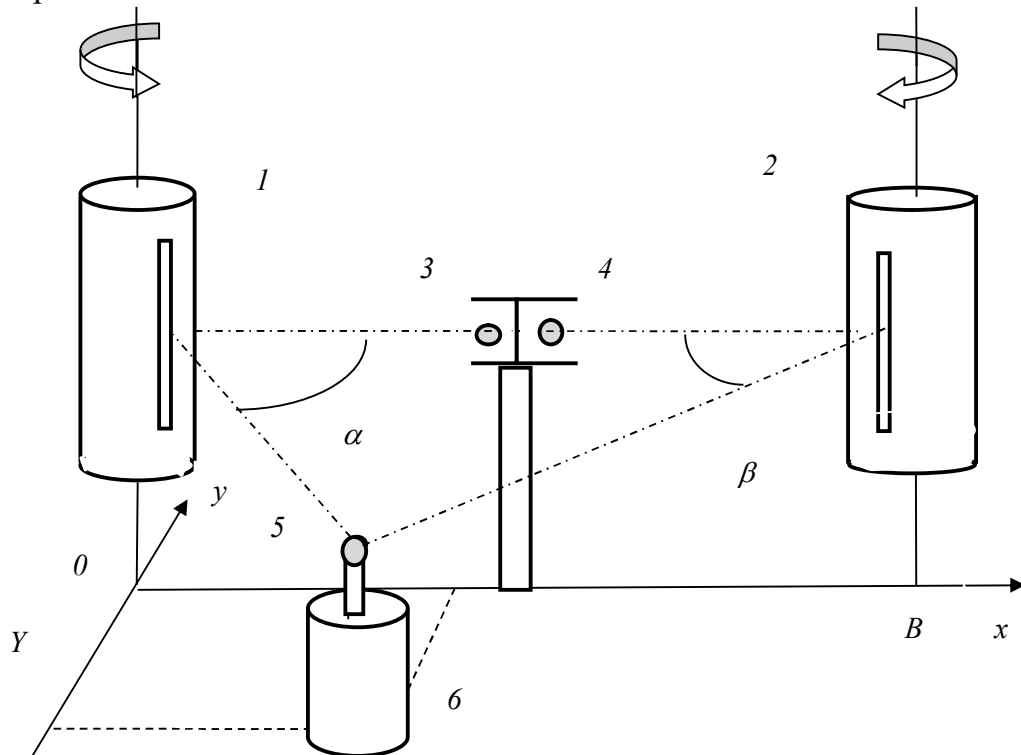


Рис. 2.4. Оптико-механічна система визначення двомірних координат вимірювального перетворювача.

1,2 – циліндричні обертові екрани; 3,4 – фотодіоди в площині  $Oxz$  ;  
5 – фотодіод на осі  $ВП$ ; 6 – вимірювальний перетворювач.

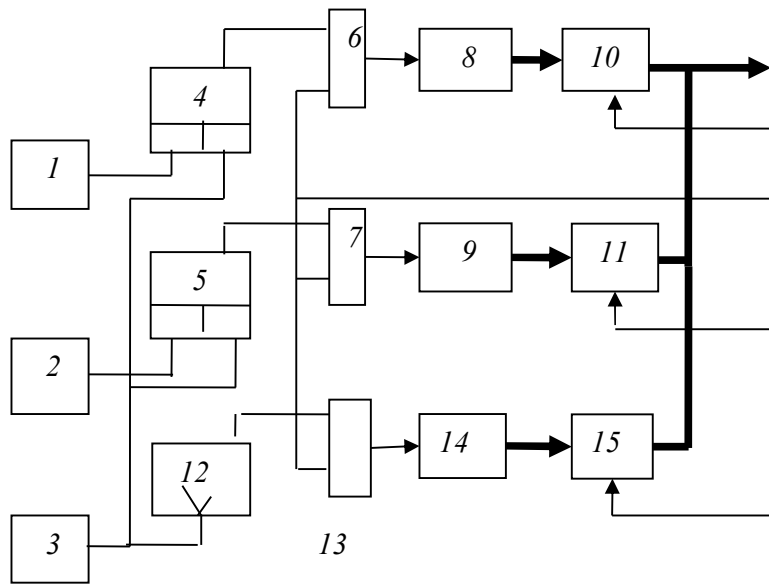


Рис.2-5. Функціональна схема опосередкованого вимірювання кутів розгортки  $\alpha, \beta$  (Рис.2-4).

1,2 – фотодіоди 3,4 (Рис. ); 3 – фотодіод 5 (Рис. ); 4,5 – RS-тригери;  
6,7,13 – схеми «І»; 8,9,14 – лічильники імпульсів; 10,11,15 – ключі;  
12 –  $jk$ -тригер.

З метою роздільного у часі визначення кутів  $\alpha, \beta$  в даній схемі вимірювання фази обертання циліндричних екранів з щілинами зсунути на  $180^\circ$ . Наприклад, в першому секторі рівному  $180^\circ$  виконується розгортка кута  $\alpha$  в другому – кута  $\beta$ . Ця послідовність не буде порушена завдяки використанню роздільних для скануючих променів 1,2 (рис. 2.4) окремих фотодіодів 3,4 та двох RS-тригерів 4,5 (рис. 2.5).

Значення координат положення вимірювального перетворювача (фотодіоду на його корпусі) в системі координатних осей оптичної системи знаходимо згідно рис. з наступних рівнянь:

$$Y = X \cdot \operatorname{tg} \alpha \quad (2.6)$$

$$Y = (B - X) \cdot \operatorname{tg} \beta \quad (2.7)$$

При цьому значенням координат просторового положення вимірювального перетворювача відповідають наступні рівняння:

$$X = \frac{B \operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \alpha + \operatorname{tg} \beta} \quad (2.8)$$

$$Y = \frac{B \operatorname{tg} \alpha \cdot \operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \alpha + \operatorname{tg} \beta} \quad (2.9)$$

де  $B$  – відповідно база вимірювання (відстань між осями обертових систем 1 і 2).

Значення кутів  $\alpha, \beta$  визначаємо опосередковано через вимірювання тривалості прямокутних імпульсів, початок і кінець яких відповідає

часовому положенню імпульсів фотодіоду 3 та 5 -  $\tau_\alpha$ , імпульсів фотодіодів 4 та 5 -  $\tau_\beta$ .

З допомогою  $jk$ -тригера 12, який запускається імпульсами тільки фотодіоду 5 (рис. 2.5) формуються імпульси тривалістю рівній  $T$  періоду обертання циліндричних екранів. Часова довжина формованих таким чином імпульсів кодується шляхом підрахунку лічильниками числа імпульсів фіксованої високої частоти, які формуються мікроконтролером (на схемі рис. 2-5 – не показаний). При частоті обертання циліндричних екранів рівній 10 Гц частота такого періодичного імпульсного сигналу може становити (0,1 - 1) МГц.

Таким чином, кодуванням тривалості імпульсів, які формуються згідно схеми показаної на рисунку 2.5, отримуємо наступні коди:  $N_\alpha, N_\beta$  і  $N_T$ . Мікропроцесор мікроконтролеру повинен бути запрограмованим до виконання наступних перетворень для визначення цифрового коду координат положення вимірювального перетворювача на поверхні об'єкту контролю:

$$N_x = \frac{B \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{N_\beta}{N_T} 360^\circ\right)}{\operatorname{tg}\left(\frac{N_\alpha}{N_T} 360^\circ\right) + \operatorname{tg}\left(\frac{N_\beta}{N_T} 360^\circ\right)} \quad (2.10)$$

$$N_y = \frac{B \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{N_\alpha}{N_T} 360^\circ\right) \operatorname{tg}\left(\frac{N_\beta}{N_T} 360^\circ\right)}{\operatorname{tg}\left(\frac{N_\alpha}{N_T} 360^\circ\right) + \operatorname{tg}\left(\frac{N_\beta}{N_T} 360^\circ\right)} \quad (2.11)$$

Отримані, таким чином, координати вимірювального перетворювача системи контролю використовуються для адресного запису в цифровій пам'яті мікроконтролера результатів вимірювання контрольованого параметру.

## 2.2. Акустична система дистанційного визначення координат вимірювального перетворювача дефектоскопу

Ультразвукова система визначення координат вимірювального перетворювача [6] при скануванні ним плоскої поверхні об'єкту контролю показана на рис. 2.6. На певному видовженні на корпусі вимірювального перетворювача встановлюється ультразвуковий перетворювач – ненаправлений збудник коливань частоти 40 – 50 кГц в навколишньому повітряному просторі. Збуджені ним коливання приймаються двома рознесеними на відстань бази вимірювання  $B$  ультразвуковими перетворювачами-приймачами коливань встановленими на тій же висоті

відносно площини поверхні об'єкту контролю, що і збудник коливань на вимірювальному перетворювачі.

Висота положення ультразвукових перетворювачів відносно поверхні об'єкту контролю вибирається з умови виключення можливості прийому коливань відбитих від цієї поверхні об'єкту контролю раніше за коливання, які надходять за траєкторіями 3-1 та 3-2.

Визначення відстані між вимірювальним перетворювачем 4 і кінцями бази вимірювання  $B$  з встановленими на цих кінцях приймальними перетворювачами 1 і 2 виконується шляхом вимірювання тривалості часових затримок випромінених перетворювачем 3 коливань на шляхах їх розповсюдження, які представляються відстанню 31 та 32 до приймальних перетворювачів. З метою уникнення впливу реверберації коливання випромінюються у вигляді відносно короткого радіоімпульсу. Виміряні часові затримки  $\tau_{31}$  та  $\tau_{32}$  дають можливість визначити відстані  $a$  і  $b$  шляхом їх перемноження з значенням швидкості розповсюдження коливань у повітрі:  $a = \tau_{31}C$ ,  $b = \tau_{32}C$ . Далі використовуючи (2.2) визначаємо абсцису та ординату положення вимірювального перетворювача дефектоскопу.

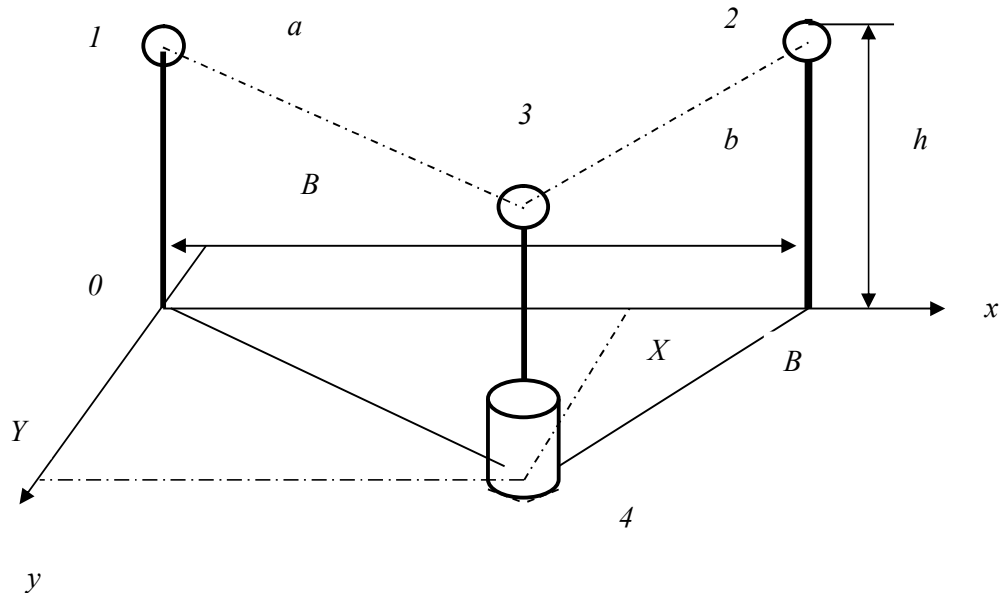


Рис. 2.6. Ультразвукова система визначення двомірних координат положення вимірювального перетворювача дефектоскопу

1,2 – ультразвукові перетворювачі приймачі коливань; 3 – випромінювач ультразвукових коливань; 4 – вимірювальний перетворювач дефектоскопу.

Можлива реалізація безконтактного засобу визначення координат просторового положення вимірювального перетворювача дефектоскопу у процесі сканування ним трьохмірної поверхні об'єкту контролю показана на рис. 2.7. Визначення просторових координат вимірювального перетворювача дефектоскопу вирішується шляхом вимірювання відстаней з допомогою ультразвукових коливань.

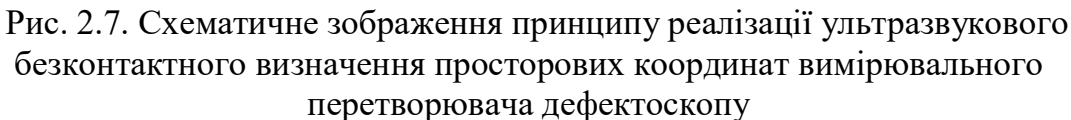
На невеликому видовженні на осі вимірювального перетворювача розміщується два ультразвукові перетворювачі – ненаправлені випромінювачі радіоімпульсних ультразвукових коливань у навколишній повітряний простір. Відстань  $a$  між перетворювачем 5 і робочим кінцем вимірювального перетворювача може становити, наприклад – 25 см, а така ж відстань перетворювача 6 -  $b$  може становити 15 см. Частота випромінюваних коливань одного з перетворювачів, наприклад – 5, вибирається рівною 40 кГц, а іншого (6) – 50 кГц.

Ультразвукові коливання перетворювачів 5 і 6 приймаються трьома ультразвуковими перетворювачами – приймачами 1,3 і 4 розміщеними, як показано на рис.2-7, на кінцях бази вимірювання довжиною  $B$ , яка співпадає з віссю  $Oy$ . Приймальні перетворювачі 1,2 розміщені вздовж осі  $Oz$  на відстані  $H$  один від одного та від осі  $Oy$ . Перетворювачі 1,2,3 підняті відносно стола з розміщеним на ньому об'єктом контролю з метою поліпшення умов прийому коливань. Довжина бази вимірювання  $B$ , яка співпадає з віссю  $Oy$  може становити приблизно (1 – 1,5) м, відстань між приймачами коливань  $H$  може бути вибраною рівною, наприклад – 0,2 м. Зона сканування поверхні об'єкту має бути віддаленою від лінії бази вимірювання на відстань приблизно 0,25 м.

При вибраних лінійних параметрах системи тривалість радіоімпульсів збуджених перетворювачами 5 і 6 виходячи з умов відсутності впливу реверберації за рахунок відбиття коливань від сусідніх приймачів та елементів конструкції системи може бути не менше за 50 періодів коливань, що важливо при реалізації прийому і частотного розділення цих радіоімпульсів з допомогою смугових фільтрів на виходах кожного з приймальних ультразвукових перетворювачів (Рис.2-8).

В даній системі враховується, що вісь вимірювального перетворювача може займати довільне кутове положення в залежності від форми поверхні об'єкту контролю. Тому виконується визначення координат двох точок на цій осі, як прямій лінії в трьохмірному просторі, а лише тоді розраховуються координати власне вимірювального перетворювача, як третьої точки на цій прямій. Двома точками на осі перетворювача, координати яких визначаються, є випромінювачі ультразвукових коливань 5 і 7 (рис. 2.7).

Для обчислення значень координат точок 5 і 6 необхідно виміряти відстані від цих точок до точок 1,3,4 (рис. ) , координати  $x,y,z$  яких відомі – координати точки 1 -  $0,0,2H$ , точки 3 –  $0,0,H$  і точки 4 –  $0,B,H$ . При відомій швидкості розповсюдження ультразвукових коливань вибраних частот у повітрі  $C$  відстані між приймачами коливань і їх випромінювачами визначаються шляхом перемноження значення швидкості на величину часової затримки цих коливань.



Для можливості виконання вимірювань тривалості часових затримок коливань від обох випромінювачів одночасно ці коливання розділяються смуговими фільтрами 10 і 11 в кожному з каналів прийому. Детектори 13 формують відеоімпульси з виділених фільтрами сигналів, а RS-тригери 14 попередньо встановлені у нульове положення з формуванням високого рівня напруги на виході в момент початку випромінювання сигналів (момент відкриття ключів 3,4) спрацьовують від переднього фронту сигналів, що надходять до кожного з приймачів, формуючи прямокутні імпульси напруги з тривалістю, що відповідає часу затримки ультразвукових сигналів на кожному з напрямків.

33



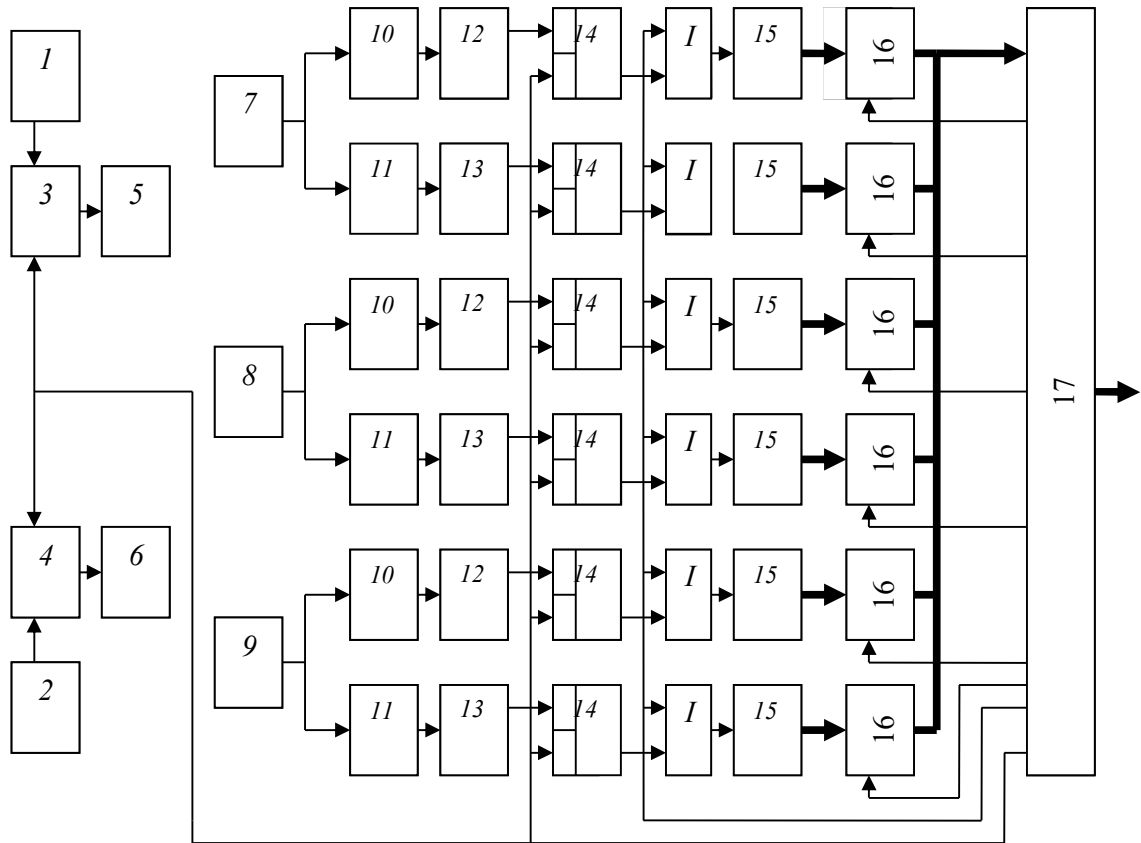


Рис. 2.8. Функціональна схема акустичної системи визначення просторових координат вимірювального перетворювача дефектоскопу в процесі сканування ним поверхні об'єкту контролю.

1, 2 – генератори періодичних сигналів частоти відповідно 40 кГц і 50 кГц;  
3, 4 – ключі; 5, 6 випромінювачі ультразвукових коливань; 7, 8, 9 – приймачі коливань; 10, 11 – смугові фільтри; 12, 13 – амплітудні детектори; 14 – RS-тригери; I – схеми «І»; 15 – лічильники імпульсів; 16 – комутатор; 17 – контроллер.

$$L_{51} = \tau_{51} C; \quad L_{53} = \tau_{53} C; \quad L_{54} = \tau_{54} C. \quad (2.12)$$

$$L_{61} = \tau_{61} C; \quad L_{63} = \tau_{63} C; \quad L_{64} = \tau_{64} C. \quad (2.13)$$

При цьому координати випромінювачів ультразвукових коливань становлять:

$$X_5 = \sqrt{\left[ L_{53}^2 - \left( \frac{L_{53}^2 - L_{51}^2 + H^2}{2H} \right)^2 \right] - \left( \frac{L_{53}^2 - L_{54}^2 + B^2}{2B} \right)} \quad (2.14)$$

$$Y_5 = \frac{L_{53}^2 - L_{54}^2 + B^2}{2B} \quad (2.15)$$

$$Z_5 = \frac{L_{53}^2 - L_{51}^2 + 3H^2}{2H} \quad (2.16)$$

$$X_6 = \sqrt{\left[ L_{63}^2 - \left( \frac{L_{63}^2 - L_{61}^2 + H^2}{2H} \right)^2 \right] - \left( \frac{L_{63}^2 - L_{64}^2 + B^2}{2B} \right)} \quad (2.17)$$

$$Y_6 = \frac{L_{63}^2 - L_{64}^2 + B^2}{2B} \quad (2.18)$$

$$Z_6 = \frac{L_{63}^2 - L_{61}^2 + 3H^2}{2H} \quad (2.19)$$

Координати, власне, вимірювального перетворювача, як третьої точки на прямій заданій координатами точок 5 і 7, становлять:

$$X_{ВП} = \frac{aX_6 - (a-b)X_5}{b} \quad (2.20)$$

$$Y_{ВП} = \frac{aY_6 - (a-b)Y_5}{b} \quad (2.21)$$

$$Z_{ВП} = \frac{aZ_6 - (a-b)Z_5}{b} \quad (2.22)$$

Точність визначення координат за рахунок вимірювання часу запізнення ультразвукових коливань на шляху їх розповсюдження у повітрі залежить від швидкості і напрямку руху повітряних мас внаслідок вітру чи існування протягів та від значення швидкості розповсюдження цих коливань, яка суттєво залежить від температури повітряного середовища розповсюдження:

$$C = (331,6 + 0,6t^0) \text{ м/с} \quad (2.23)$$

де  $t^0$  - значення температури в градусах Цельсія.

Величину швидкості розповсюдження ультразвукових коливань можемо періодично вимірювати, для чого в системі визначення координат передбачена можливість збудження коливань на любій з вибраних частот з допомогою перетворювача 2 і їх прийому перетворювачем 1, розташованим на відстані бази вимірювання  $B$  від збудника коливань:

$$C = \frac{B}{\tau_{21}} \quad (2.24)$$

Значним недоліком акустичної системи визначення координат вимірювального перетворювача дефектоскопу є вплив на її точність руху повітря. Вітер, протяг та навіть збурення повітря за рахунок дихання людини приводять до локальних змін швидкості ультразвукових коливань у повітрі, зміни траєкторії їх розповсюдження. Тому для зменшення такого впливу необхідно максимально захищати зону контролю від можливості існування протягів та інших причин руху повітряних мас.

### **2.3. Оптичні системи дистанційного визначення координат вимірювального перетворювача дефектоскопу**

Інша апробована нами можливість побудови дистанційної системи визначення координат вимірювального перетворювача у трьохмірному просторі сканування ним поверхні об'єкту контролю передбачає використання випромінювання ненаправлених точкових джерел світла, які встановлюються на незначному видовженні вздовж осі вимірювального перетворювача [6]. Прийом цього випромінювання виконується двома оптичними камерами з двомірними ПЗЗ-матрицями у фокальних

площинах. Схематичне пояснення такого способу визначення координат вимірювального перетворювача показано на рис.2.9 - 2.11.

Як і в попередньому прикладі визначення координат, на осі вимірювального перетворювача на фіксованих відстанях розміщені два точкових джерела випромінювання, в даному випадку - світла. Відстань від джерела 1 до власне вимірювального перетворювача становить  $L$ , а така ж відстань від джерела 2 дорівнює  $L$ .

Якщо осі об'єктивів оптичних камер виконати розвернутими під кутом  $90^\circ$  відносно лінії бази вимірювань (відносно осі  $Ox$ ), то при цьому зображення точкових джерел світла будуть фокусуватися в залежності від розташування вимірювального перетворювача відносно лінії бази вимірювання в тій чи іншій половині матриці ПЗЗ. Іншими словами при такому кутовому розташування об'єктивів оптичних камер використовується лише одна половина площі ПЗЗ – матриць.

Просторові координати джерел світла 1 і 2 визначаються за координатами  $a, b$  положення їх зображень на ПЗЗ – матрицях оптичних камер 3 і 4 відносно умовно виділених осей матриці (рис. 2.9).

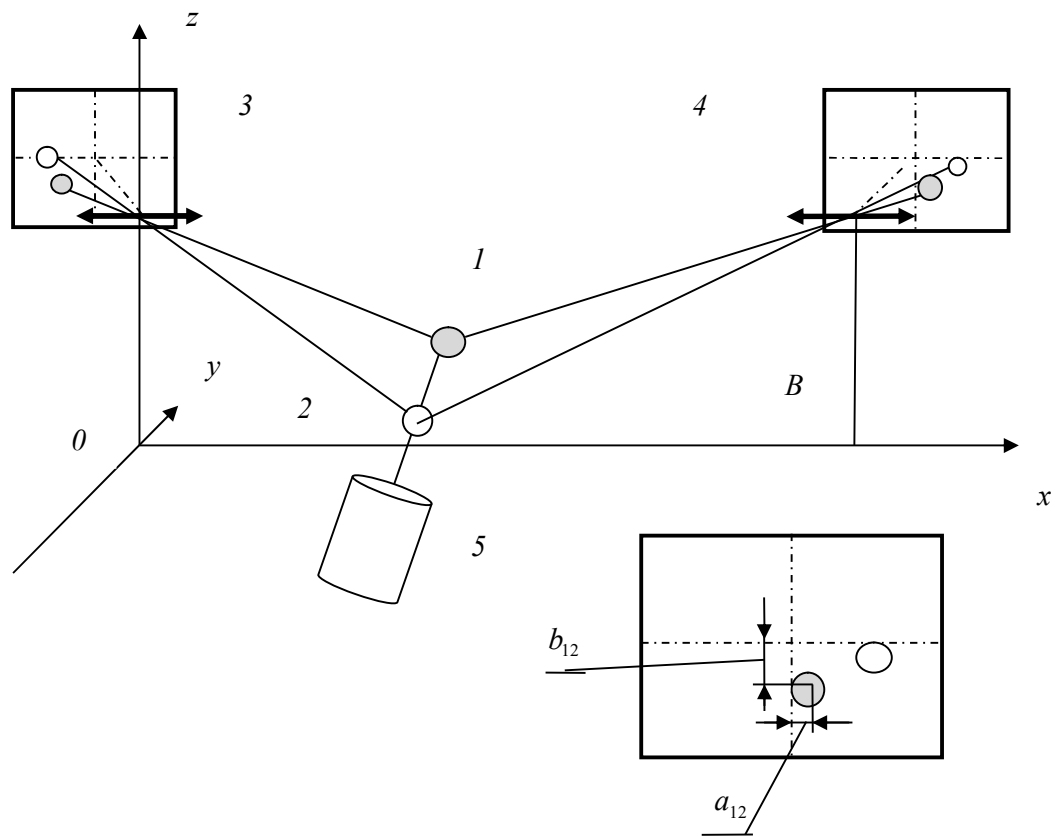


Рис.2.9. Визначення координат вимірювального перетворювача з допомогою оптичних камер на основі матриць ПЗЗ  
1,2 – оптичні камери; 3,4 – точкові джерела світла; 5 – вимірювальний перетворювач.

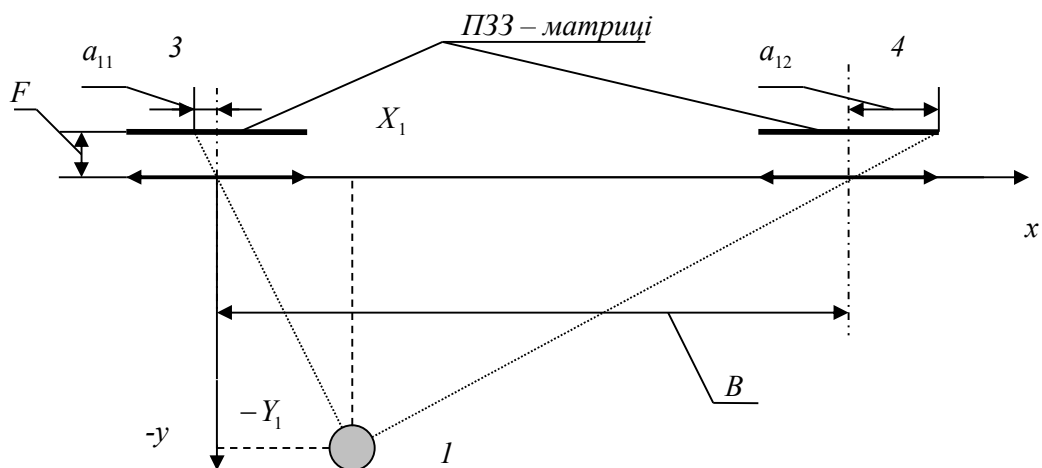


Рис. 2.10. Схема вимірювання відносних координат точкових джерел світла

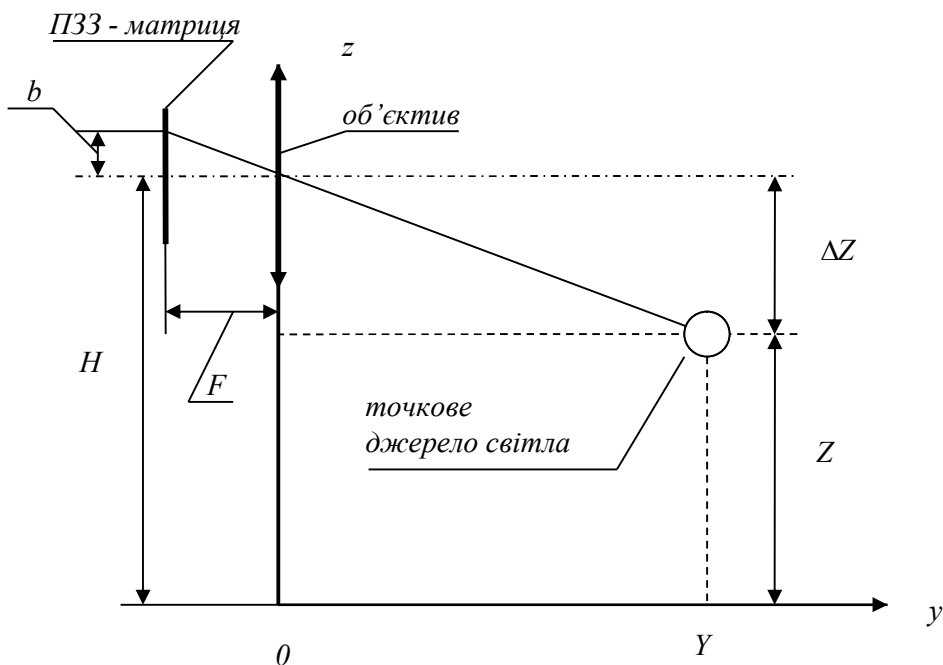


Рис. 2.11. Визначення координати  $Z$  точкового джерела світла

Для координат положення точкового джерела світла  $I$  виходячи з рис. 2.10 можна записати наступні співвідношення:

$$\begin{aligned} Y_1 &= \frac{X_1}{a_{13}} F \\ Y_1 &= \frac{B - X_1}{a_{14}} F \end{aligned} \quad (2.25)$$

де  $F$  – фокусна відстань об'єктиву камер.

Аналогічно для точкового джерела 2 справедливі співвідношення:

$$Y_2 = \frac{X_2}{a_{23}} F \quad (2.26)$$

$$Y_2 = \frac{B - X_2}{a_{24}} F$$

Відповідно до (2.25) та (2.26) значення координат точкових джерел світла на осі вимірювального перетворювача становлять:

$$X_1 = B \frac{a_{13}}{a_{13} + a_{14}} \quad X_2 = B \frac{a_{23}}{a_{23} + a_{24}} \quad (2.27)$$

$$Y_1 = B \frac{F}{a_{13} + a_{14}} \quad Y_2 = B \frac{F}{a_{23} + a_{24}} \quad (2.28)$$

$$Z_1 = H - B \left( \frac{b_{13}}{a_{13} + a_{14}} \right) \quad Z_2 = H - B \left( \frac{b_{23}}{a_{23} + a_{24}} \right) \quad (2.29)$$

Певним недоліком схеми визначення координат з паралельним розташуванням оптичних камер (рис. 2.10) є часткове використання площі ПЗЗ-матриць цих камер. На рис. 2.12 показана інша схема розташування оптичних камер – під кутом  $45^\circ$  і відповідно  $-45^\circ$  до осі  $Ox$ .

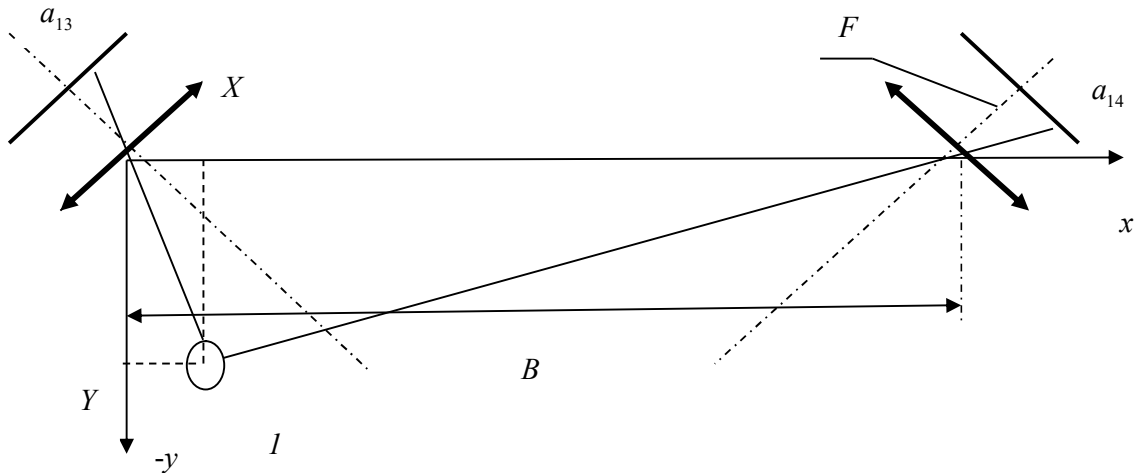


Рис. 2.12. Схема визначення координат точкових джерел світла при розташуванні оптичних камер під кутом  $45^\circ$  до осі  $Oy$

Згідно такого кутового розташування оптичних камер формули для визначення абсциси і ординати положення оптичної камери змінюються:

$$X_1 = B \frac{\operatorname{tg}\left[45^\circ - \operatorname{arctg}\left(\frac{a_{14}}{F}\right)\right]}{\operatorname{tg}\left[45^\circ + \operatorname{arctg}\left(\frac{a_{13}}{F}\right)\right] + \operatorname{tg}\left[45^\circ - \operatorname{arctg}\left(\frac{a_{14}}{F}\right)\right]} \quad (2.30)$$

$$Y_1 = B \frac{\operatorname{tg}\left[45^\circ + \operatorname{arctg}\left(\frac{a_{13}}{F}\right)\right] \operatorname{tg}\left[45^\circ - \operatorname{arctg}\left(\frac{a_{14}}{F}\right)\right]}{\operatorname{tg}\left[45^\circ + \operatorname{arctg}\left(\frac{a_{13}}{F}\right)\right] + \operatorname{tg}\left[45^\circ - \operatorname{arctg}\left(\frac{a_{14}}{F}\right)\right]}$$

Вирази для визначення аналогічних координат точкового джерела світла 2 відрізняється лише значеннями горизонтальних проекцій цього джерела на ПЗЗ-матрицях оптичних камер. Визначення координат власне вимірювального перетворювача можемо виконати згідно формул (2.30) підставив в них значення координат точкових джерел світла.

Не дивлячись на привабливість розглянутих оптичних схем визначення координат вони мають певні недоліки, адже кожна оптична камера сприймає випромінювання не тільки від приєднаних до вимірювального перетворювача точкових джерел світла. Нормальна робота системи визначення координат має місце на пониженій чутливості оптичних камер та використанні точкових джерел світла підвищеної яскравості при умові виключення можливості попадання в об'єктиви камер прямих променів стороннього джерела світла високої яскравості.

## 2.4. Автоматичні сканери систем неруйнівного контролю

Необхідність координатної реєстрації результатів неруйнівного контролю конструкцій продиктована зручністю проведення їх моніторингу за результатами попередніх обслідувань, з однієї сторони, та бажанням представляти ці результати у вигляді панорамних відображень – з другої сторони. В ультразвуковому контролі такими панорамними відображеннями є В-скан і С-скан – зображення двовірного розподілу градієнтів густини внутрішнього середовища матеріалу елементів конструкцій в перпендикулярному і паралельному перерізах відносно їх поверхні, в вихрострумовому та магнітному контролі – двовірний розподіл градієнтів густини поверхневого шару об'єкту контролю, в тепловізійному контролі – теплове зображення об'єкту контролю у вигляді сфокусованого у фокальній площині об'єктиву двовірного розподілу градієнтів температури поверхні об'єкту контролю.

Автоматичні сканери для забезпечення координатного запису інформації при реалізації неруйнівного контролю можемо розділити на два класи. Перший клас - сканери універсальні, як правило – двохкоординатні, рідше – трьох координатні, які можуть відрізнятися лише діапазоном сканування, кроком сканування та точністю позиціонування. Другий клас –

сканери функціональні, які обслуговують виконання контролю об'єктів певної конфігурації, наприклад – сканер для контролю зварного з'єднання циліндричних труб великого діаметру. Такі сканери пристосовані для роботи з конкретною дефектоскопічною системою і конкретним об'єктом контролю.

Як електропривод в системі сканеру мають використовуватися реверсивні крокові двигуни, адже такі двигуни поєднуючи в одній конструкції асинхронний електричний двигун і постійний магніт відрізняються високою точністю кутового переміщення ротору при подачі в статорну котушку двигуна імпульсів напруги керування.

Винятком, може бути, система, що переміщує об'єкт контролю відносно нерухомого вимірювального перетворювача. В таких системах сканування в залежності від маси об'єкту контролю може використовуватися безперервне переміщення з заданою швидкістю з допомогою електроприводу з редуктором на основі електродвигунів більш високих потужностей.

В повністю автоматизованих системах неруйнівного контролю переміщення вимірювального перетворювача поверхнею об'єкту контролю виконується з допомогою сканера, який керується програмно, як і інші вузли системи дефектоскопу, сигналами мікроконтролера. Можливості сканера, як окремого вузла системи неруйнівного контролю, характеризуються ступенем вільності рухомої платформи, яка утримує на собі вимірювальний перетворювач системи дефектоскопії. Максимальна ступінь вільності сканерів – п'ята, використовується для сканування складних трьохмірних поверхонь. Найбільш поширені конструкції сканерів для сканування плоских поверхонь об'єктів контролю мають дві (три) ступені вільності рухомої платформи.

По суті автоматичні сканери сучасних систем неруйнівного контролю – це спеціалізовані роботи, які програмно виконують переміщення вимірювального перетворювача. Для таких сканерів-роботів призначених для сканування плоских поверхонь програма керування може формуватися шляхом запису координат положення рухомої частини сканера при вручну виконанні переміщення вимірювального перетворювача за необхідною траєкторією. Подібну процедуру називають «навчанням» робота.

Основні вимоги, до таких систем, пов'язані з необхідністю забезпечення заданої точності позиціонування вимірювального перетворювача дефектоскопічної системи відносно заданих координат поверхні контрольованого об'єкту. В залежності від методу контролю та розмірів вимірювального перетворювача дефектоскопічної системи абсолютна допустима похибка таких сканерів може становити (0,1 – 0,5) мм при метрових розмірах зони сканування.

Враховуючи, що сканери дефектоскопічних систем представляють собою електромеханічні пристрої, реалізація вимог точності вимагає використання в таких системах прецизійної механіки та використання

електричного приводу з високими старт-стопними характеристиками. Точна механіка – це направляючі та гвинтові або інші системи для перетворення кута повороту приводного валу в поступальний рух платформи з встановленим на ній вимірювальним перетворювачем.

Говорячи про координатну реєстрацію слід відзначити, що мова йде про визначення відносних координат, значення яких залежить від просторового розташування системи відліку – конструкції автоматичного сканера. При необхідності відносні координати можуть бути перерахованими в абсолютні координати об'єкту контролю, для чого положення початку системи відліку відносних координат та її кутове розташування відносно однієї з осей, наприклад – осі абсцис, необхідно визначити в абсолютних координатах об'єкту.

Якщо згадані осі відліку координат знаходяться під кутом  $\alpha$ , а початок відліку відносних координат має абсолютні координати  $X_0, Y_0$ , то визначеним відносним координатам  $X_\epsilon, Y_\epsilon$  положення вимірювального перетворювача в залежності від знаку кута  $\alpha$  будуть відповідати абсолютні координати  $X_{\text{вп}}, Y_{\text{вп}}$ :

$$X_{\text{вп}} = X_0 + X_\epsilon \cos \alpha - Y_\epsilon \sin \alpha$$

$$Y_{\text{вп}} = Y_0 + X_\epsilon \sin \alpha + Y_\epsilon \cos \alpha$$

(2-31)



### **РОЗДІЛ 3. МЕТОДИ ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ**

Пізнавальний розвиток людства привів до прискореного розвитку вимірювальної техніки, як засобу вивчення матеріалів та природних явищ. Можливість вимірювального оцінювання фізичних параметрів оточуючого середовища стала початком розвитку сучасної природничої науки. Тут не можемо не згадати крилатий вислів відомого вченого автора періодичної системи елементів Д.І Менделєєва про те, що наука починається з вимірювань.

В наш час поряд з подальшим розвитком наукових досліджень в різноманітних галузях знань і таким чином необхідності пошуку нових методів вимірювань та удосконалення існуючих методів та засобів вимірювання, на порядок дня вийшла нова проблема – забезпечення контролю відповідності наперед заданим стандартам параметрів матеріалів, процесів, які використовуються в сучасній енергетиці, транспорті та інших галузях промисловості, сільському господарстві, медицині та в наукових дослідженнях.

Сучасна техніка контролю розділена на два типи методів: методи функціонального контролю та методи параметричного контролю. До функціонального контролю можемо віднести контроль виконання заданої програми дій цифровою мікросхемою, наприклад – мікропроцесором чи мікроконтролером, контроль послідовності операцій технологічного процесу, тощо.

Предметом неруйнівного контролю є контроль величини відхилень фізичних величин - параметрів матеріалів та процесів. Перелік параметрів, які сьогодні контролюються, надто широкий. Значну частину параметрів контролюють використовуючи засоби традиційної вимірювальної техніки. Наприклад, контроль напруги контролюють з допомогою вольтметрів, величину струму - з допомогою амперметрів, довжину стрічки – з допомогою засобів лінійних вимірювань. Ті ж параметри можуть вимірюватися і контролюватися опосередковано з допомогою засобів вимірювання величини електричного поля струму в провіднику, або шляхом вимірювання величини часової затримки фізичних випромінювань, коли мова йде про лінійні вимірювання і контроль. В першому випадку контроль відносимо виключно до вимірювальної техніки, але в другому з приведених випадків - це вже прерогатива методів фізичного контролю, які можемо віднести до неруйнівного контролю.

Термін «неруйнівний контроль» використаний для позначення групи методів вимірювання і контролю фізичних параметрів матеріалів конструкцій для підкреслення відсутності необхідності руйнації цих матеріалів у вигляді взяття проб, зразків матеріалу для виконання вимірювання їх параметрів. Цим від неруйнівного контролю відсікається

широкий клас методів і засобів лабораторних вимірювань, для яких існують обмеження щодо кількості контрольованого матеріалу, його ваги чи геометричних розмірів. До таких обмежень можемо віднести і перелік фізичних параметрів. Так, наприклад, вимірювання і контроль електричної напруги в мережі живлення не відноситься до неруйнівного контролю, в той час коли напруга сигналу опосередковано може бути використана для неруйнівного контролю параметрів матеріалів.

Фізичні методи неруйнівного контролю розділяються за видом фізичних полів і сигналів, які використовуються для виконання вимірювального перетворення. Як відомо таких методів у сучасному неруйнівному контролі виділяють шість: електромагнітний метод контролю, який поєднує використання постійних електричних і магнітних полів та електромагнітних полів у широкому частотному діапазоні; радіаційний метод, який використовує для вимірювання і контролю матеріалів рентгенівське та інші іонізаційні випромінювання; оптичний метод на основі використання видимих та невидимих інфрачервоних випромінювань; тепловий метод, що ґрунтується на вимірювання параметрів теплового поля; акустичний метод, основою якого є використання механічних коливань в звуковому та ультразвуковому діапазонах, та метод, який використовує фізичні особливості проникаючої взаємодії рідких та газоподібних речовин з поверхнею матеріалів.

Методи неруйнівного контролю оперують сигналами різного фізичного походження та передбачають їх перетворення в пропорційні параметри електричних сигналів. Єдиний з методів, які представляють інтерес з точки зору проектування автоматизованих систем контролю – акустичний метод, використовує механічні коливання, які все рівно перетворюються в пропорційні електричні коливання напруги і вимірювання їх параметрів виконується виключно електричними методами і засобами. Тому розглядаючи принципи побудови систем неруйнівного контролю на основі реалізації вимірювального перетворення фізичних сигналів доцільно розглянути особливості вимірювальних перетворень параметрів електричних сигналів, які формуються вимірювальними перетворювачами дефектоскопічних систем.

Виходячи з особливостей реалізації методів вимірювального перетворення інформативних параметрів виділяємо в окремі підгрупи методи, що реалізують некогерентні перетворення в пропорційні чи функціонально пов'язані напругу, частоту, тривалість часу, магнітні величини, тощо, і голографічні методи, які виконують перетворення інформативних фізичних величин в пропорційні відносні величини - фазові зсуви когерентних сигналів. Параметри сигналів, які не пов'язані з когерентністю, мають, як правило, низьку завадостійкість. Пояснюється це дуже просто – завада і інформативний параметр сигналу мають однакову фізичну природу. Тому їх розділення є проблематичним.

Методи, які можуть бути реалізовані на основі когерентного перетворення інформативних сигналів, використовують для контролю

гармонійні фізичні сигнали. До таких методів належать електромагнітний метод контролю на основі використання електричних та електромагнітних гармонійних сигналів, оптичний метод, який передбачає використання когерентних випромінювань лазера, та акустичний метод контролю на основі використання радіоімпульсних коливань ультразвукового діапазону.

Фазовий зсув двох когерентних сигналів  $u_1(t) = U_1 \sin(\omega t + \varphi)$  та  $u_2(t) = U_2 \sin \omega t$  принципово не залежить від амплітуди, тому адитивна суміш цих сигналів з широкополосною завадою  $u_{зав.}(t)$  не змінює його. Необхідно лише забезпечити методичну і апаратну незалежність від завади виділення інформації про значення вимірюваного фазового зсуву.

### 3.1. Вимірювання параметрів лінійних ланцюгів та сигналів

До амплітудних відносимо параметри електричних сигналів, які залежать від амплітуди. Як правило в системах неруйнівного контролю оперують середнім значенням сигналу. Амплітуда та діюче значення сигналу, як параметри контролю, використовуються рідко.

В залежності від методу вимірювального перетворення в системах контролю інформативний сигнал може бути дискретним чи описуватися безперервною функцією. Так в системах вихрострумове та магнітного контролю функція сигналу може бути безперервною на інтервалі часу вимірювання, тоді як системи ультразвукового контролю, як було згадано вище, оперують дискретними сигналами - контрольований матеріал прозвучується короткими радіоімпульсами ультразвукових коливань.

Як правило рівень вихідного сигналу первинного вимірювального перетворювача систем неруйнівного контролю недостатній для виконання його вимірювання без попереднього підсилення. Схема електронного тракту такого вимірювання показана на рис. 3.1.

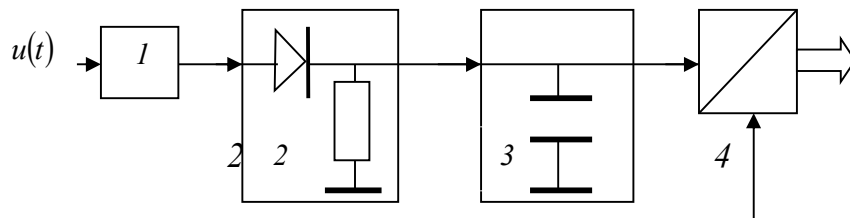


Рис. 3.1. Функціональна схема електронного тракту вимірювання рівня сигналів.

1 – підсилювач; 2 – детектор; 3 – фільтр нижніх частот; 4 – АЦП.

Підсилений в  $K_n$  раз гармонійний безперервний чи радіо-імпульсний вихідний сигнал вимірювального перетворювача системи контролю  $u_c(t) = U \sin \omega t$  випрямляється детектором 2 на основі діоду формуючи на

вихідному опорі результат нелінійного перетворення, який на часовому інтервалі його періоду можемо представити наступним виразом:

$$U_{Tp.} = \frac{K_{II}}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} u_C(t) dt = 0,318 \cdot U_{K_{II}} \quad (3.1)$$

Отримана постійна напруга чи максимальне значення відеоімпульсу у випадку використання радіо-імпульсного сигналу вимірюється з допомогою аналого-цифрового перетворювача (АЦП), діапазон вимірювання якого в залежності від вибраної мікросхеми може становити, наприклад – (0 - 1) В або (0 -2) В.

Вибір параметрів діоду та ємності конденсатору фільтру нижніх частот залежить від частоти сигналу. Модуль передаточної функції фільтру нижніх частот представленого опором відкритого діоду  $R_o$  і ємністю конденсатору становить:

$$|K(j\omega)| \cong \frac{1}{\omega C R_o} \quad (3.2)$$

Опір відкритого діоду (менше 100 ом) можемо визначити за величиною вхідного сигналу використовуючи його вольт-амперну характеристику. Задаючись необхідним рівнем подавлення змінної складової сигналу частоти  $\omega$  на виході фільтру нижніх частот визначаємо необхідну ємність конденсатору:

$$C \geq \frac{1}{\omega R_o |K(j\omega)|} \quad (3.3)$$

Вибір відповідної мікросхеми АЦП повинен виконуватися виходячи з умови забезпечення необхідної точності вимірювання напруги для забезпечення заданої вірогідності контролю. Якщо нас влаштовує похибка АЦП на рівні дещо краще ніж 1%, достатнє число його розрядів може становити 8.

Остання вимірювальна операція – кодування може виконуватися однократно в момент надходження одиночного сигналу або періодично багатократно, якщо передбачена статистична обробка сигналу з метою визначення його середнього значення або середньоквадратичного відхилення. Однократні вимірювання сигналів у системах неруйнівного контролю супроводжуються систематичними і випадковими похибками, які можуть бути оціненими шляхом метрологічного аналізу, або в процесі перевірки системи шляхом порівняння результатів вимірювання значень параметру з його зразковою величиною.

Використання статистичного методу направлено в основному на підвищення точності вимірювання параметру контролю шляхом осереднення впливу на цей результат випадкових похибок:

$$U = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K U_k \quad (3.4)$$

Точність такого вимірювання залежить від числа вимірювань – від часової тривалості вибірки функції, яка описує залежність випадкової похибки вимірювання. Необхідність затрати часу на осереднення впливу випадкової похибки на точність результату вимірювання параметру контролю пояснює відмову від такої обробки інформативних сигналів в більшості випадків реалізації роботи систем неруйнівного контролю.

Крім того в системах, що реалізують акустичний метод контролю використовується імпульсне збудження і інформативний сигнал має кінцевий термін існування. При цьому тривалість чергового періоду збудження сигналу обмежене часом затухання ребервераційних процесів в матеріалі об'єкту контролю.

Реєстрація інформації отриманої кодуванням інформативного сигналу повинна виконуватися разом з його координатами – просторовими чи часовими. Системи неруйнівного контролю на основі сканування поверхні об'єкту контролю вимагають реєстрації просторових координат разом з кодом сигналу. Якщо інформативним поряд зі значенням сигналу прямо чи опосередковано виступає час, код значення сигналу повинен реєструватися разом з кодом моменту часу його вимірювання.

#### **Вибір частоти дискретизації інформативного сигналу при його кодуванні та методи боротьби з інформаційною надмірністю.**

Частота дискретизації є важливим параметром при контролі параметру  $S$  швидкозмінних процесів і її значення регламентується допустимою динамічною похибкою вимірювання  $[\Delta S]_{\text{дин.}}$ . При максимальній швидкості зміни значення інформативного сигналу  $(dS/dt)_{\text{max}}$  цифрове вимірювання (кодування) безперервного інформативного сигналу можемо реалізувати з допомогою АЦП, період роботи якого має задовольняти умові не перевищення допустимої динамічної похибки вимірювання:

$$T \leq \frac{[\Delta S]_{\text{дин.}}}{\left(\frac{dS}{dt}\right)_{\text{max}}} \quad (3-05)$$

З метою можливості відновлення за результатами вимірювання функціональної часової залежності сигналу код рівня кожної вибірки цього сигналу має запам'ятовуватися разом з її часовою адресою – номером цієї вибірки. При високій періодичній роботі АЦП навіть на відносно малих відрізках часу існування таких сигналів виникає значна інформаційна надмірність, яка пов'язана з кодуванням значень сигналу, який на певному відрізку часу не змінюється.

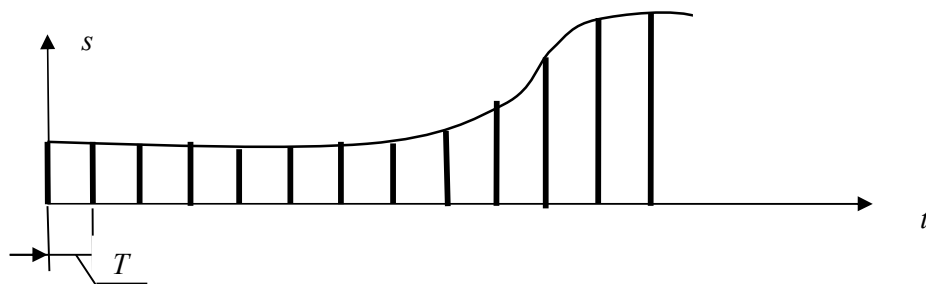


Рис. 3.2. Дискретизація сигналу  $s(t)$  при його кодуванні з допомогою АЦП.

Усунення інформаційної надмірності вимагає адаптації системи кодування і реєстрації інформації до параметрів інформаційного аналогового сигналу [7]. Можливості такої адаптації можемо пояснити, якщо функцію інформативного сигналу  $s(t)$  з відомим її значенням  $s(t_i)$  в момент часу  $t_i$  представимо на інтервалі часу  $t \geq t_i$  наближеною функцією  $S(t)$  використавши ряд Тейлора:

$$S(t) = s(t_i) + \frac{\partial[s(t_i)]}{\partial t}(t - t_i) + \frac{1}{2} \frac{\partial^2[s(t_i)]}{\partial t^2}(t - t_i)^2 + \dots \quad (3.6)$$

Другий і наступні члени ряду представляють значення похідних відповідного порядку функції  $s(t)$  при  $t = t_i$ .

Представлення функції  $s(t)$  на інтервалі часу  $t \geq t_i$  першим членом ряду (3.6) це екстраполяції нульового порядку. Реалізацію заміни функції  $s(t)$  функцією  $S(t)$  можемо показати з допомогою схеми рис. 3.3.

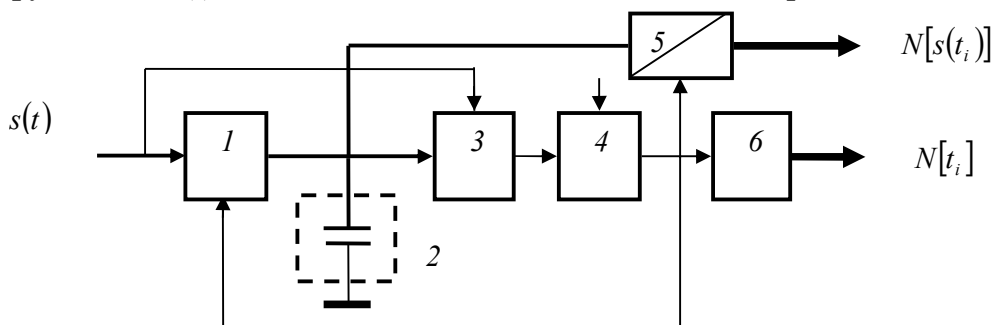


Рис. 3.3. Схема адаптивної дискретизації вхідного сигналу при його кодуванні.

1 – ключ; 2 – конденсатор; 3 – диференціальний підсилювач; 4 – компаратор;  
5 – АЦП; 6 – таймер.

Кожна вибірка вхідного сигналу в момент часу  $t_i$  -  $s(t_i)$  запам'ятовується шляхом заряду конденсатора 2 з достатньо високою постійною часу розряду. Диференціальний підсилювач 3 виконує формування сигналу, який пропорційний різниці напруги вибірки, яка запам'ятовується на конденсаторі 2, і поточного значення вхідного сигналу  $\Delta s(t) = k[s(t) - s(t_i)]$ .

При перевищенні абсолютного значення різницевого сигналу допустимої похибки  $k[\Delta S]_{\text{дин.}}$ , значенню якої відповідає поріг спрацювання компаратору 4, його вихідним імпульсним сигналом виконується відкриття ключа 1 та береться нова вибірка вхідного сигналу. Одночасно імпульсний сигнал компаратору синхронізує момент спрацювання АЦП для кодування значення цієї нової вибірки та виконує зчитування коду поточного часу відносно моменту початку вимірювання, який формується таймером 6.

В цифровій пам'яті мікроконтролера мають зберігатися, як код АЦП, так і код часової координати моменту його спрацювання. Тільки за такої умови результати адаптивного кодування сигналу дозволяють відновити функцію зміни вхідного сигналу в часі з закладеною допустимою похибкою вимірювального перетворення. При цьому неважко показати вигаи системи кодування в обмеженні об'єму необхідної пам'яті за запису результату вимірювання у порівнянні з традиційним не адаптивним способом дискретизації вхідних сигналів при їх вимірюванні (рис. 3.2).

Можливий ще один спосіб виключення запам'ятовування неінформативних результатів кодування вхідного сигналу з допомогою АЦП. Для виключення інформаційної надмірності при періодичній синхронізації роботи АЦП можемо використати порівняння результату вимірювання  $N_i$  параметру контролю з попереднім інформативним результатом. Якщо абсолютна різниця результату вимірювання з попереднім результатом, який зафіксований у пам'яті контролера, перевищує допустиму похибку вимірювання, цей результат заноситься у пам'ять разом з номером вибірки  $I$ , як його адресою:

$$|N[s(t_i)] - N[s(t_{i-1})]| \geq [\Delta N] \Rightarrow \text{запис} : N[t_i]N[s(t_i)] \quad (3-07)$$

Якщо зазначена умова не виконується, результат вимірювання не фіксується у пам'яті. Такий простий спосіб усунення інформаційної надмірності дає значний вигаи у економії об'єму цифрової пам'яті, що наглядно демонстровано прикладом дискретизації функції зміни параметру контролю  $s(t)$  (рис. 3.4).

З представлених на графіку (рис. 3.2) 14-ти вибірок сигналу  $s(t)$  лише три з них (1,8,9) є інформативними (відрізняються на величину допустимої похибки вимірювання) і їх значення мають бути зафіксовані у цифровій пам'яті контролера разом з часової координатою вибірки кожного з них (номером інформативної вибірки, якщо використовується фіксована частота синхронізації роботи АЦП). Подібне обмеження запису результатів контролю реєстрацією в цифровій пам'яті системи лише інформативних вибірок та їх часових координат не позначиться на заданій точності відновлення функції зміни параметру контролю у часі. Але при цьому буде значна економія необхідного об'єму пам'яті, що зменшить вартість системи контролю.

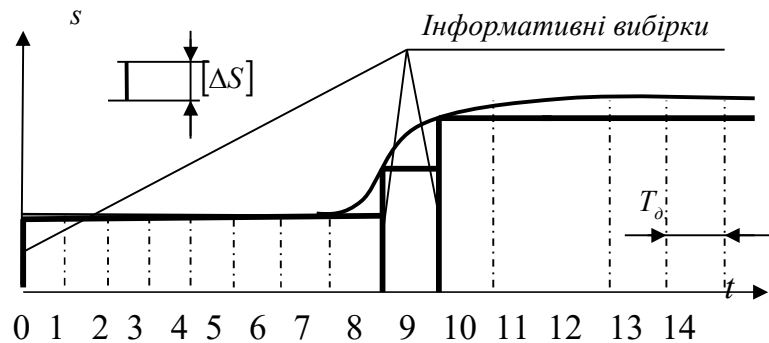


Рис. 3.4. Демонстрація адаптивної дискретизації функції параметру контролю.

Приведені вище рекомендації щодо адаптивної дискретизації сигналу пропорційного параметру контролю можуть дати відповідний економічний ефект для систем з неперервним вихідним сигналом. Це може бути використано в системах електромагнітного, оптичного та теплового контролю. В системах акустичного контролю використовується дещо інший підхід до реалізації процесу адаптації вимірювача рівня інформативного сигналу – АЦП.

Як відомо, при реалізації ультразвукового контролю дефектів внутрішньої структури конструкційних матеріалів з метою максимального підвищення просторової роздільної здатності у напрямку розповсюдження коливань використовуються дискретні сигнали у вигляді коротких радіоімпульсних коливань, які за час свого існування практично не встигають вийти з перехідного процесу їх становлення. Результат детектування таких радіо-імпульсних коливань приводить до утворення відео імпульсів, форма яких нагадує обриси дзвоника (рис. 3.5).

Випадковість місцезнаходження дефекту у структурі контрольованого матеріалу приводить до випадковості моменту надходження інформативного відеоімпульсу до АЦП. При цьому можливі два способи реалізації вимірювання амплітуди таких імпульсів:

- використання періодичної роботи АЦП з частотою, яка гарантує відсутність пропуску інформативних сигналів, момент появи яких є випадковим в певних часових межах;
- використання роботи АЦП адаптивної до моменту появи інформативного сигналу, момент перевищення рівня якого наперед заданого порогу використовується для синхронізації АЦП на виконання разового вимірювання.

У першому випадку матимемо велику інформативну надмірність за рахунок запису у пам'ять контролеру неінформативних вибірок разом з кодами положення вимірювального перетворювача на поверхні об'єкту контролю та кодом номера вибірки А-скану. Другий спосіб є більш



раціональним, дозволяє значно зекономити об'єм цифрової пам'яті без втрати інформативності.

Реалізація тракту вимірювання інформативного сигналу показана на рис. 3.6. Коефіцієнт підсилення вихідного сигналу ультразвукового вимірювального перетворювача (луносигналу) виконується регульованим з метою компенсації затухання ультразвукового сигналу в контрольованому матеріалі. Підсилений сигнал детектується (діодний детектор і фільтр нижніх частот) і поступає на вхід АЦП.

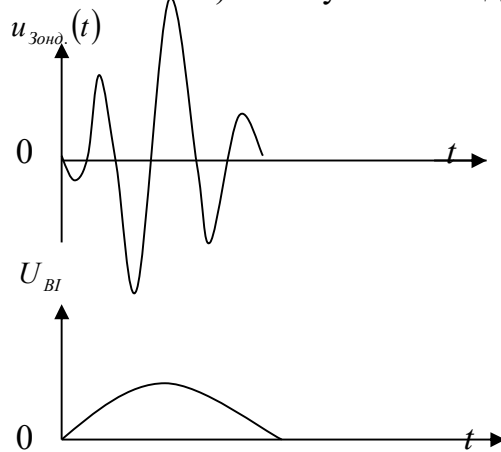


Рис. 3.5. Детектування радіоімпульсного сигналу системи ультразвукового контролю

Компаратор 4 своїм вихідним сигналом фіксує появу інформативного луносигналу, який перевищує поріг його спрацювання. Напруга порогу спрацювання вибирається рівною бракувальному рівню. Контролер отримавши сигнал компаратору формує сигнал синхронізації спрацювання АЦП. Затримка між моментом спрацювання компаратору і АЦП повинна приблизно дорівнювати півтора періоду ультразвукових коливань, що відповідає часу досягнення відеоімпульсом луносигналу свого максимального значення (рис. 3.5).

Результат перемноження половини цифрового коду тривалості часу між моментом синхронізації збудження коливань п'єзоелектричного перетворювача і моментом спрацювання компаратору зі значенням швидкості розповсюдження коливань в матеріалі об'єкту контролю можемо реєструвати, як координату глибини розташування дефекту.

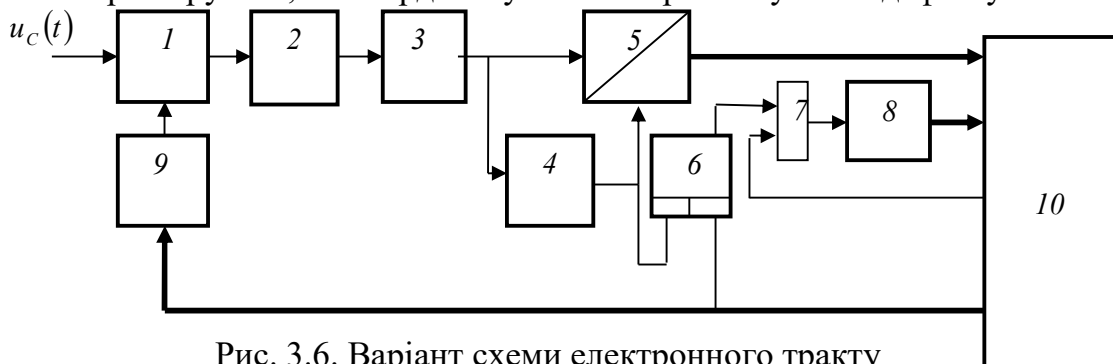


Рис. 3.6. Варіант схеми електронного тракту

ультразвукової системи контролю з адаптивною синхронізацією АЦП.

1- підсилювач; 2 – детектор; 3 – фільтр нижніх частот; 4 – компаратор;  
5 – АЦП; 6 – RS-тригер; 7 – схема «І»; 8 – лічильник; 9 – регулятор коефіцієнту підсилення; 10 – контролер.

Ліквідувати інформаційну надмірність в тракті ультразвукової системи контролю можемо і без використання такого аналогового елементу, як компаратор. Для цього синхронізацію роботи АЦП виконують періодичними імпульсами, частота яких вибирається з умови відсутності пропуску імпульсу дефекту. Запис у пам'ять контролера інформативного результату вимірювання рівня сигналу А-скану виконують за результатом порівняння чергового коду АЦП попереднім інформативним результатом згідно алгоритму:

$$\text{if } N_{(i+n)} - N_i > \Delta N \Rightarrow (i+n)N_{(i+n)}$$

де  $(i+n); N_{(i+n)}$  - відповідно номер вибірки сигналу А-скану та код цієї вибірки;  $\Delta N$  - кодове значення допустимої похибки, яке може становити, наприклад – одиницю молодшого розряду вихідного коду АЦП.

### Вимірювання параметрів електричних ланцюгів

Крім амплітудних параметрів електричних сигналів та тривалості імпульсів напруги при реалізації систем неруйнівного контролю, що реалізують електричний метод контролю, використовується, як інформативний параметр – ємність конденсаторного перетворювача або індуктивність котушки.

Електровимірювальна техніка має у своєму розпорядженні методи і лабораторне обладнання для вимірювання такого параметра [ 9 ]. Це перш за все мостові вимірювальні прилади, які забезпечують високу точність вимірювання ємності за рахунок її порівняння зі значеннями ємності зразкових конденсаторів.

Проте для використання в системах неруйнівного контролю нас цікавлять такі методи вимірювального перетворення названого параметру, які можемо легко реалізувати у автоматичному режимі вимірювання з представленням результату у вигляді цифрового коду.

Розглянемо можливість простого перетворення ємності конденсаторного вимірювального перетворювача у пропорційне значення частоти змінного сигналу, як параметру, що легко перетворюється у цифровий код шляхом підрахунку числа періодів коливання за фіксований інтервал часу. Для цього вимірювальну ємність включаємо до складу паралельного резонансного контуру генератору (Рис.3-7). При вимірюванні ємності значення індуктивності резонансного контуру має бути попередньо визначеним з урахуванням внесеного значення індуктивності від котушки зворотного зв'язку).

Резонансна частота контуру залежить від ємності у складі резонансного контуру:

$$f_{\partial\dot{a}\dot{c}} = \left( \frac{1}{2\pi\sqrt{L}} \right) \frac{1}{\sqrt{C}} \quad (3.8)$$

Проте частота сигналу генератора може відрізнятися від резонансної частоти контуру завдяки впливу паразитних реактивних параметрів: паразитної ємності між базою та стоком польового транзистора, паразитної ємності між базою та землею, міжвиткової ємності котушок. Паразитні параметри змінюють фазовий зсув сигналу зворотного зв'язку в схемі генератора, який компенсується фазовим зсувом сигналу резонансного контуру при відповідному відхиленні частоти генерації від резонансної частоти контуру.

Частота сигналу генератора відповідає полосі пропускання резонансного контуру, яка залежить від його добротності  $Q$ :

$$\pm \Delta f = \frac{f_{\partial\dot{a}\dot{c}}}{2Q} \quad (3.9)$$

В межах частотного діапазону полоси пропускання резонансного контуру  $f_{рез.} \pm \Delta f$  фазочастотна характеристика цього контуру демонструє зміну фази напруги приблизно в межах  $\pm 45^\circ$  [8], що, як правило, перевищує фазовий вплив паразитних параметрів схеми генератора. Виходячи з цього відносна частотна похибка генераторного перетворювача, як вимірювача значення ємності конденсаторного перетворювача (індуктивності котушки) становить:

$$\frac{\Delta f}{f_{рез.}} \leq \frac{1}{2Q} \quad (3.10)$$

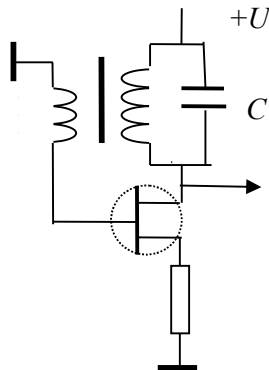


Рис. 3.7. Генераторна схема вимірювання ємності (індуктивності).

Таким чином для забезпечення похибки вимірювання ємності в межах 0,5% добротність контуру генератора має бути не меншою за 100.

Аналогічний підхід можемо використати і для визначення індуктивності котушки вимірювального перетворювача зберігаючи фіксованим значення ємності конденсатора в резонансному контурі.

Інший метод вимірювального перетворення індуктивності котушки перетворювача або ємності конденсаторного перетворювача передбачає їх включення до складу чотириполіусника з крутою фазочастотною характеристикою. Таким чотириполіусником може бути ланцюг на основі паралельного резонансного контуру високої добротності (рис.3.8).

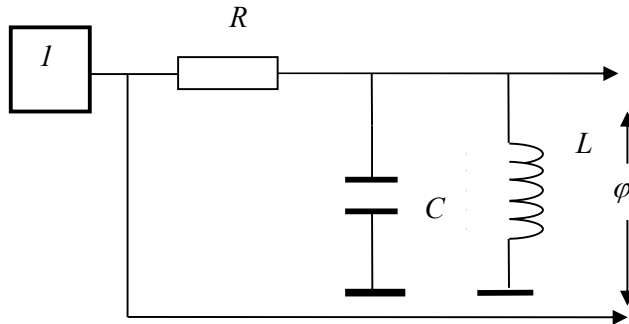


Рис.3-8. Схема, що пояснює фазовий метод вимірювання ємності (індуктивності)

$I$  – високочастотний генератор.

Величина індуктивності  $L$  визначена через значення фазового зсуву  $\varphi$  напруги на резонансному контурі відносно фази напруги генератору становить:

$$L = \frac{R}{\omega(\operatorname{tg} \varphi + \omega CR)} \quad (3.11)$$

При цьому невеликі зміни індуктивності  $\Delta L$  вимірювального перетворювача відносно номінального значення  $L_0$ , якому відповідає резонансна частота контуру  $f_p = 1/(2\pi\sqrt{L_0 C_0})$ , можемо визначити наступним виразом:

$$\Delta L = \frac{\varphi}{\omega^2 C(\varphi + \omega CR)}, \quad (3.12)$$

де  $\varphi$  - фазовий зсув вихідного сигналу резонансного контуру в радіанах.

При відомому значенні індуктивності у складі резонансного контуру можемо визначити ємність конденсаторного вимірювального перетворювача визначаючи значення фазового зсуву вихідного сигналу цього контуру відносно опорного сигналу задаючого генератору:

$$C = \frac{R - \omega L \operatorname{tg} \varphi}{\omega^2 LR} \quad (3.13)$$

Невелика зміна ємності конденсаторного перетворювача  $\Delta C$  відносно її номінального значення  $C_0$  визначається приростом фазового зсуву вихідного сигналу резонансного контуру:

$$\Delta C = -\frac{\varphi}{\omega R} \quad (3.14)$$

**Вимірювання тривалості імпульсів напруги.**

Тривалість імпульсу напруги широко використовується в системах неруйнівного контролю для вимірювального перетворення вимірюваних фізичних параметрів. Вимірюючи тривалість запізнення ультразвукового сигналу визначаємо відстань до дефекту внутрішньої структури матеріалів відносно їх поверхні, часова затримка оптичного випромінювання є опосередкованим параметром при вимірюванні відстані і таких прикладів використання вимірювання тривалості імпульсів напруги можемо зробити багато.

Цифрове вимірювання тривалості імпульсів  $\tau$  виконується дуже просто: в межах часу його існування підраховується число імпульсів допоміжного сигналу високої частоти  $f_0$  -  $N = \tau \cdot f_0$ . Отриманий цифровий код  $N$  представляє значення часового інтервалу  $\tau$  з абсолютною похибкою  $\Delta\tau$ , яка не перевищує значення рівне  $\pm(1/2f_0)$ .

Реалізація подібного методу кодування імпульсів є складною, за необхідності вимірювання імпульсів, тривалість яких відповідає наносекундному або навіть субнаносекундному діапазону, що вимагало б недосяжної для лічильників високої частоти їх заповнення.

Для вимірювання тривалості таких імпульсів при можливості їх повторення з періодом  $T_{imp.}$  використовується так званий статистичний метод кодування, який передбачає визначення числа співпадання подібних імпульсів з імпульсами кодувочої послідовності порівняно невисокої частоти  $f_0$  за фіксований час  $T_{вим.} \gg T_{imp.}$ . При цьому на відміну від раніше розглянутого методу кодування тривалості часових інтервалів стабільність частоти кодувочої імпульсної послідовності не вимагається.

При таких умовах при відсутності кореляції між періодичними імпульсами та імпульсами кодувочої послідовності з періодом повторення  $T_0 = 1/f_0$  кількість їх співпадання на протязі фіксованого часу вимірювання  $T_{вим.}$  залежить від їх тривалості. Ймовірність співпадання цих двох імпульсних послідовностей (частота співпадання) залежить лише від тривалості  $\tau$  вимірюваних періодичних імпульсів:

$$P\left(\frac{\tau}{T_0}\right) = \frac{\tau}{T_0} \quad (3.15)$$

Число таких подій за час вимірювання становить:

$$n = \frac{T_{вим.}}{T_{имп.}} \quad (3.16)$$

Сумарне ціле число  $N$  випадкового співпадання двох імпульсних послідовностей виходячи з правила визначення ймовірності залежних подій становить:

$$N = n \frac{\tau}{T_0} = \left( \frac{T_{вим.}}{T_{имп.} \cdot T_0} \right) \cdot \tau \quad (3.17)$$

Для випадку  $\tau > T_0$ , коли  $\tau = KT_0 + \Delta\tau$ , де  $K$  – ціле число, а  $0 \leq \Delta\tau \leq T_0$  все представлене вище відноситься до точності визначення долі тривалості часового інтервалу  $\Delta\tau$ .

Статистичний метод цифрового визначення тривалості періодичних імпульсів використовується в цифрових тригерних фазометрах, вимірювачах відстані – оптичних вимірювачах дальності. Забезпечення випадковості співпадання імпульсних послідовностей – імпульсів, тривалість яких вимірюється, і кодуєчих імпульсів, виключає використання високо стабільних генераторів сигналів.

### 3.2. Вимірювання фазових зсувів когерентних сигналів

Враховуючи відносність фазового зсуву когерентних сигналів і його незалежність від амплітудних параметрів використання фазових методів в неруйнівному контролі здатне збільшити точність вимірювання і, як наслідок – забезпечити високу вірогідність контролю у порівнянні з традиційними амплітудними вимірювальними перетвореннями інформативних параметрів об'єктів контролю. Тому приділимо питанням когерентних вимірювальних перетворень особливу увагу і деталізуємо всі основні питання їх розвитку і застосування в системах неруйнівного контролю.

Важливим параметром континуального (безперервного) гармонійного сигналу, наприклад - електричного періодичного вимірювального сигналу

$$u_c(t) = U_{mc} \sin(\omega t + \varphi), \\ 0 < t < \infty$$

поряд з його амплітудою  $U_{mc}$  та коловою частотою  $\omega$  є також його початкова фаза  $\varphi$ , яка відображає стан цього сигналу у порівнянні з іншим когерентним сигналом

$$u_o(t) = U_{mo} \sin \omega t, \\ 0 < t < \infty$$

фаза якого приймається рівною нулю. Такий сигнал називають сигналом опорної фази або скорочено – опорним сигналом.

Лінійна функція  $\theta(t) = \omega t + \phi$  носить назву поточної фази сигналу  $u_c(t)$ . Постійний член поточної фази -  $\phi$  дістав назву початкової фази сигналу і її значенню відповідає різниця поточних фаз сигналу  $u_c(t)$  і сигналу опорної фази  $u_o(t)$ .

Фазовий зсув гармонійного сигналу  $u_c(t)$  відносно фази сигналу опорної фази не залежить від інших параметрів порівнюваних сигналу. Не має сенсу термін «фаза сигналу», якщо це не різниця фази цього сигналу відносно початкової фази іншого когерентного йому сигналу.

З усіх відомих методів вимірювання фазового зсуву гармонійного сигналу  $u_c(t)$  відносно фази когерентного йому сигналу опорної фази  $u_0(t)$  розглянемо тільки ті, які здатні знайти використання в засобах вимірювання завдяки простоті їх реалізації та, саме головне, можливості автоматизації вимірювального перетворення. Використовуючи, як критерій розділення методів, особливість реалізації та вид опосередкованого параметру, з допомогою якого оцінюється значення фазового зсуву, можемо виділити три основних методи фазовимірювального перетворення [6]:

- метод опосередкованої оцінки значення фазового зсуву за результатом вимірювання часового зсуву гармонійних сигналів;
- метод опосередкованої оцінки фазового зсуву за результатом вимірювання значення максимуму функції взаємної кореляції гармонійних сигналів;
- метод прямого порівняння або компенсаційного вимірювання фазового зсуву.

Метод опосередкованої оцінки фазового зсуву за результатом вимірювання часового зсуву сигналів широко використовується у засобах фазового вимірювання на низьких та середніх частотах (до 100 кГц). Як правило вимірюванню підлягає часовий проміжок  $\tau_\phi$  між моментами перетину сигналів нульового рівня при однакових знаках їх похідних, наприклад – позитивних. Фазовий зсув в радіанах чи в градусах розраховується згідно наступних виразів  $\varphi_{\text{рад.}} = \omega \tau_\phi$ ;  $\varphi^0 = (f \tau_\phi) 360^0$ .

Метод опосередкованого вимірювання фазових зсувів за результатом визначення значення функції взаємної кореляції сигналів передбачає виконання операції перемноження когерентних сигналів  $u_c(t) = U_c \sin(\omega t + \varphi)$  і  $u_0(t) = U_0 \sin \omega t$  та виділення з допомогою фільтру нижніх частот функціонально залежного від фазового зсуву постійного сигналу:

$$U = k U_c U_0 \cos \varphi \quad (3.18)$$

Подібне вимірювальне перетворення виконується, як правило, з допомогою аналогових нелінійних чотирьохполюсників на основі діодів. Прикладами схемної реалізації такого перетворювача є схеми амплітудних модуляторів систем радіопередачі та прийому інформації, які дістали свою назву завдяки її використанню для модуляції амплітуди сигналів високої частоти низькочастотними інформативними сигналами. Наявність квадратичної ділянки в вольт-амперній характеристиці діоду забезпечує виконання перемноження вхідних сигналів, що супроводжується формуванням комбінаційних складових спектру вихідного сигналу з різницевою та сумарною частотою. В залежності від схемної реалізації модуляторів направленої на подавлення в спектрі вихідного сигналу неінформативних складових розрізняють балансний модулятор, подвійний балансний модулятор та однополосний модулятор.

Фазове детектування реалізують, як правило, використанням подвійного балансного модулятора (Рис.3-09), у складі вихідного сигналу якого при гармонійних когерентних сигналах вхідних сигналів присутня постійна складова напруги (сигнал різницевої частоти, яка дорівнює нулю) та змінний сигнал вдвічі вищої частоти за частоту вхідних сигналів. Для подавлення такого змінного вихідного сигналу використовується фільтр нижніх частот.

На рис. 3.10 показана можливість реалізації фазового детектування з допомогою параметричної схеми на основі лінійного чотирьохполюсника, нелінійний коефіцієнт передачі якого визначається функцією одного з сигналів. Перемноження сигналів виконується з допомогою лінійного чотирьохполюсника (подільника напруги) пропускаючи ним сигнал  $u_c(t) = U_{mc} \sin(\omega t + \varphi)$ .

Якщо коефіцієнт ділення напруги подільника змінювати за гармонійним законом сигналу опорної фази:  $K(t) = K_0 + k(t)$ , де  $K_0$  може дорівнювати, наприклад 0,5, а  $k(t) = 0,5 \sin \omega t$ , на його виході присутня постійна складова напруги, яку виділяємо фільтром нижніх частот (прохідний опір потенціометра і ємність конденсатора):

$$U_{\text{вих.}} = \frac{1}{T} \int_0^T k(t) \cdot u_c(t) dt = 0,25 U_{mc} \cos \varphi \quad (3.19)$$

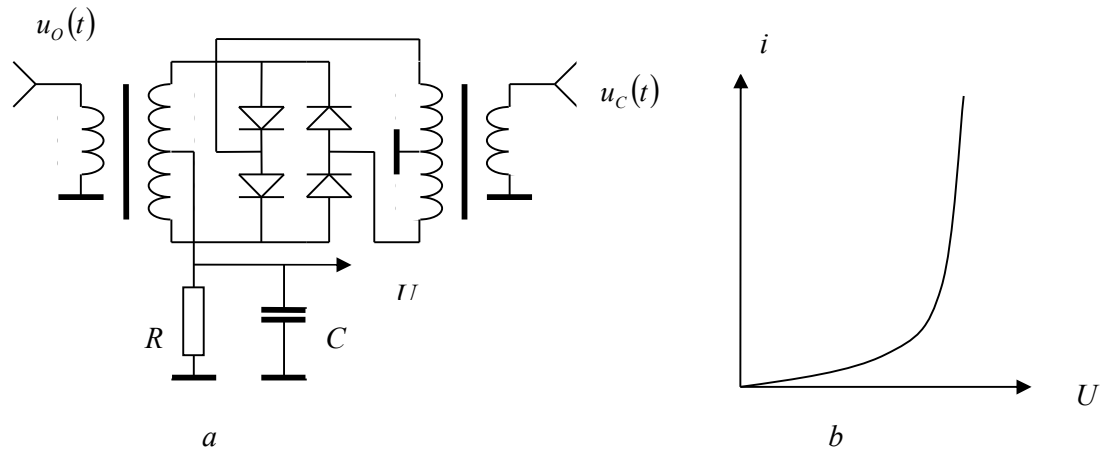


Рис. 3.9. Фазовий детектор.

*a* – подвійний балансний модулятор; *б* – вольт-амперна характеристика діоду

Зрозуміло, що подібний параметричний фазовий детектор може бути реалізований лише на низьких частотах сигналів, а той час, як детектор з використанням діодів здатен виконувати фазове детектування в необмежено широкому частотному діапазоні.

Метод прямого порівняння (компенсаційний метод) вимірювання фазових зсувів гармонійних континуальних сигналів передбачає зрівноваження значення вимірювального фазового зсуву  $\varphi$  відтвореним фазовим зсувом  $\psi$  на частоті порівнюваних сигналів з допомогою фазообертача, або ж на частоті допоміжного сигналу з переносом до нього



фазового зсуву вхідного сигналу та порівнюваного з ним зсуву фаз сигналів фазової міри, що представляє собою допоміжний генератор з двома вихідними сигналами з регульованою з заданою точністю різницею їх фаз. У будь-якому випадку вимірювальний фазовий зсув визначається за значенням компенсуючого зсуву в момент їх зрівноваження:

$$\varphi - \psi = 0 \quad (3-20)$$

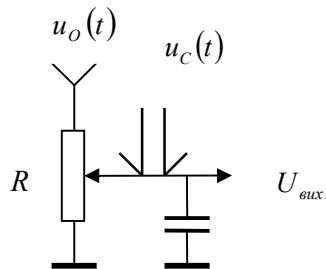


Рис. 3.10. Параметричний фазовий детектор

Як індикатор нульової різниці фаз використовується вимірювальний засіб, що реалізує один з двох попередніх методів вимірювання різниці фаз сигналів.

### 3.2.1. Вимірювання різниці фаз сигналів за результатом визначення їх часового зсуву

Основною проблемою реалізації подібного методу вимірювання фазових зсувів є фіксація з необхідною точністю моментів появи характерних точок синусоїдальних функцій сигналів, часовий зсув яких вимірюється. Як правило характерним точкам сигналів відповідають моменти перетину ними нульового рівня напруги.

Для підвищення точності фіксації таких моментів часу впродовж кожного періоду одного і другого сигналів використовують підсилення крутизни сигналів у області перетину ними нульового рівня напруги. При реальному порозі спрацювання тригерів це дозволяє зменшити похибки визначення таких моментів, зменшивши таким чином похибку формування тривалості прямокутних за формою імпульсів з часовою довжиною

$$\tau_{\varphi} = \varphi_{\text{рад.}} / \omega \quad \text{або} \quad \tau_{\varphi} = \frac{1}{f} \cdot \frac{\varphi^0}{360^0} \quad \text{рівною часовому зсуву моментів нульових}$$

пересічень одного сигналу відносно іншого. Джерелом похибки формування таких прямокутних імпульсів напруги остається поріг спрацювання тригеру, асиметрія рівнів двохстороннього обмеження амплітуди сигналів на входах підсилювачів та достатність і стабільність коефіцієнту підсилення напруги сигналів.

Для забезпечення симетричного двохстороннього обмеження використовується діодна пара (Рис.3-11), яка відрізняється високою ідентичністю вольт-амперних характеристик кожного з діодів, з однієї сторони, та можливості обмеження амплітуд сигналів на мінімальному

рівні, наприклад  $-0,5\text{ В}$ , який задається співвідношенням опорів  $R_1, R_2, R_3$ , де ( $R_2 = R_3$ ):

$$U_{обм.} = U \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.21)$$

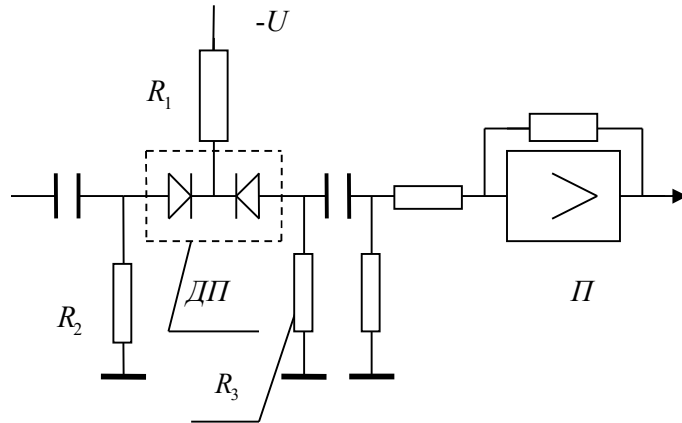


Рис. 3.11. Підсилювач крутизни фронтів сигналів.  
ДП – діодна пара; ОП – операційний підсилювач

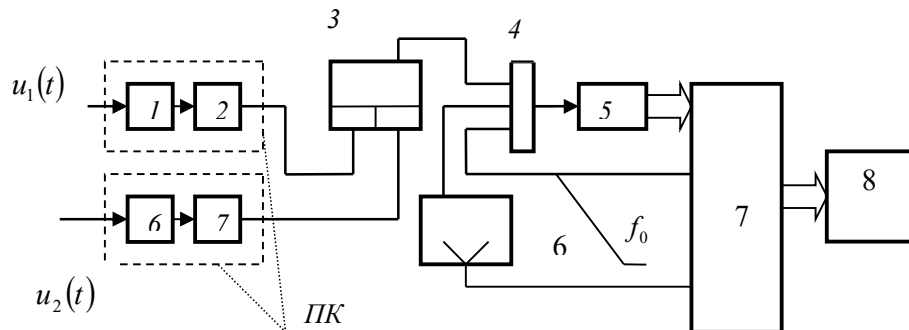


Рис. 3.12. Функціональна схема тригерного фазометру з постійним часом вимірювання.

ПК – підсилювачі крутизни фронтів сигналів; 1, 6 – двохсторонні обмежувачі рівнів сигналів; 2, 7 – підсилювачі; 3 – RS-тригер; 4 – логічна схема «І»; 5 – лічильник імпульсів; 6 – тригер для формування фіксованого часового інтервалу вимірювання; 7 – мікроконтролер; 8 – цифрове табло.

Подальше вимірювальне перетворення полягає у кодуванні часової довжини імпульсів  $\tau_\phi$ , що формуються на виході тригера 3. Така процедура виконується шляхом підрахунку числа періодів сигналу значно вищої фіксованої частоти  $f_0$  ( $f_0 \gg f_c$ ) за час існування імпульсу. Для цього імпульсний сигнал часової довжини  $\tau$  використовується для відпирання логічної схеми співпаданя 4 (Рис.3-12) для проходження  $N$  періодів височастотного сигналу на вхід електронного лічильника 5. При цьому результат кодування інтервалу  $\tau$  становить:

$$N = \tau_{\varphi} \cdot f_0 = \frac{f_0}{f_c} \frac{\varphi_{rad.}}{2\pi} = \frac{f_0}{f_c} \frac{\varphi^0}{360^0} \quad (3.22)$$

Враховуючи випадковий характер моментів появи імпульсів високої частоти  $f_0$  відносно моментів початку та кінця часового інтервалу  $\tau_{\varphi}$  середньоквадратична відхилення похибки кодування становить:

$$\sigma = \frac{2}{f_0 \sqrt{6}} \cong 0,8T_0 \quad (3.23)$$

Для усунення залежності результату вимірювання фазового зсуву від частоти вхідних сигналів в тригерних фазометрах використовується статистичний метод кодування інтервалів  $\tau$  за фіксований час вимірювання  $T_{вим.} \gg T_c$  [10]. Подібні фазометри дістали назву фазометрів з постійним часом вимірювання.

Значення  $T_{вим.}$  формується кратним періоду високочастотного сигналу  $f_0$  - ( $T_{вим.} = mT_0$ ), який використовується для цифрового вимірювання часової довжини імпульсів  $\tau$ . Число збігів імпульсів частоти  $f_0$  з імпульсами  $\tau_{\varphi}$  частоти вхідних сигналів  $f_c$  впродовж встановленого часу  $T_{вим.}$  є пропорційним вимірюваному фазовому зсуву:

$$N = \frac{T_{вим.}}{T_c} \cdot \frac{\tau_{\varphi}}{T_0} = m \frac{\varphi^0}{360^0} \quad (3.24)$$

Фазовимірювальний перетворювач з постійним часом вимірювання використовується для вимірювання фазових зсувів у достатньо широкому діапазоні частот вхідних сигналів, наприклад: 1 кГц – 100 кГц. Це означає, що в реальному випадку фіксованої пропорційності між періодом сигналів і часом вимірювання не існує і це виливається у присутність методичної похибки вимірювання.

Причини появи похибки вимірювання дещо різні для нижніх і верхніх частот робочого діапазону перетворювача [9]. Так, для нижніх частот причиною похибки можемо назвати відсутність кратності постійного часу вимірювання  $T_{вим.}$  відносно тривалості періоду сигналів, а для верхніх частот – похибка статистичного кодування часових інтервалів  $\tau_{\varphi}$ , яка визначається імовірністю їх співпадання з імпульсами високої частоти  $f_0$ .

Низькочастотна складова похибки вимірювального перетворення практично мало залежить від частоти кодуєчих імпульсів  $f_0$ , проте істотно залежить від співвідношенні між  $T_{вим.}$  і періодом вхідних сигналів  $T_c$  (рис. 3.13).

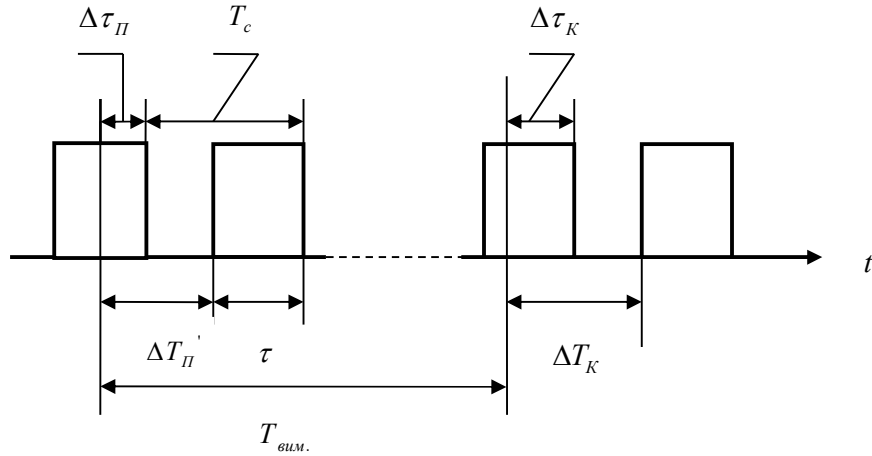


Рис. 3.13. Визначення похибки фазовимірювального перетворення за рахунок часу вимірювання і частоти сигналів

Реально час вимірювання  $T_{вим.}$  внаслідок випадковості його початку і кінця відносно моментів початку періодів сигналу опорної фази можемо представити наступною сумою:

$$T_{вим.} = nT_c + \Delta T_{П} - \Delta T_{К} \quad (3.25)$$

Тут  $n$  – число повних періодів вхідних сигналів у значенні  $T_{вим.}$ .

Сумарна часова довжина імпульсів  $\tau_{\phi}$  за час вимірювання  $T_{вим.}$  становить:

$$\tau_{сум.} = n\tau + \Delta\tau_{П} - \Delta\tau_{К} \quad (3.26)$$

Результат вимірювання фазового зсуву з урахуванням неkratності постійного часу вимірювання періоду вхідних сигналів можемо представити наступним виразом:

$$\phi' = 2\pi \frac{n\tau + \Delta\tau_{П} - \Delta\tau_{К}}{nT_c + \Delta T_{П} - \Delta T_{К}} \text{ рад.} \quad (3.27)$$

Величина похибки вимірювання з урахуванням  $(\Delta T_{П} - \Delta T_{К}) \ll nT_c$  становить:

$$\Delta\phi = \phi' - \phi = \frac{\phi\Delta T_{К} - 2\pi\Delta\tau_{К}}{nT_c} - \frac{\phi\Delta T_{П} - 2\pi\Delta\tau_{П}}{nT_c} \quad (3.28)$$

Перша складова (3.28) похибки вимірювання фазового зсуву залежить від випадковості моменту кінця часового інтервалу  $T_{вим.}$  відносно моменту початку відповідного періоду сигналу опорної фази ( $\Delta\phi_{К}$ ), а друга складова аналогічно залежить від випадковості моменту початку ( $\Delta\phi_{П}$ ) часового інтервалу  $T_{вим.}$ .

Для визначення максимально можливого значення першої складової похибки вимірювання врахуємо, що згідно рис. 3.13 часовому інтервалу  $\Delta\tau_{К}$  відповідає наступне значення:

$$\Delta\tau_{К} = \Delta T_{К} - (T_c - \tau) \quad (3.29)$$

При цьому значення складової даної похибки вимірювання становить:

$$\Delta\varphi_K = \frac{1}{nT_c} \{ \varphi \Delta T_K - 2\pi [\Delta T_K - (T_c - \tau)] \} \quad (3.30)$$

Виходячи з представленого виразу максимальне значення похибки  $\Delta\varphi_K$  буде мати місце при  $\Delta T_K = T_c - \tau$ :

$$(\Delta\varphi_K)_{\max} = 2\pi \frac{\tau(T_c - \tau)}{nT_c^2} \quad (3.31)$$

Дослідженням отриманого виразу на екстремум визначимо значення фазового зсуву вимірювання якого приводить до максимальної похибки:

$$\frac{d(\Delta\varphi_K)}{d\tau} = 2\pi \left( \frac{T_c - \tau}{T_c} \right) - 2\pi \frac{\tau}{T_c} = 0 \quad (3.32)$$

Згідно даного рівняння маємо рішення  $\tau = T_c/2$ , тобто значення фазового зсуву, яке вимірюється з максимальною похибкою за рахунок не збігання в часі моменту початку вимірювання з нуль-перетином опорного сигналу, становить  $\pi$  рад ( $180^\circ$ ):

$$(\Delta\varphi_K)_{\max} = \frac{\pi}{2n} \quad (3.33)$$

Аналогічне дослідження впливу випадкового відносно моментів початку періодів коливань сигналу опорної фази положення моменту початку інтервалу  $T_{\text{вим.}}$  теж приведе до аналогічного результату: максимальна похибка має місце при вимірюванні фазового зсуву рівного  $\pi$  рад:

$$(\Delta\varphi_\Pi) = \frac{\pi}{2n} \quad (3.34)$$

Вказані похибки мають різні знаки, але це не означає можливість їх взаємної компенсації – адже ці похибки є випадковими. Закони розподілу їх густини ймовірності - рівноймовірні (прямокутні) з межами відхилень змінного параметру  $\tau$  для похибки  $\Delta\varphi_\Pi$  -  $(0 - T_c)$  та для похибки  $\Delta\varphi_K$  в межах  $0 - (-T_c)$ .

Середньоквадратичні відхилення кожної з цих складових похибки вимірювання дорівнює відповідно:

$$\sigma_\Pi = \sigma_K = \frac{\pi}{2n\sqrt{3}} \quad (3.35)$$

При цьому середньоквадратичне відхилення сумарної похибки викликаній ймовірним часовим положенням границь інтервалу вимірювання відносно вимірюваних сигналів становить:

$$\sigma_{\Pi K} = \frac{\pi}{n\sqrt{6}} \quad (3.36)$$

Граничні значення сумарної похибки представляємо, як:

$$(\Delta\varphi_{ПК.})_{гран.} = \pm \frac{\pi}{2n} = \pm \frac{\pi}{2T_{вим.}f_c} рад = \pm \frac{90^0}{T_{вим.}f_c} \quad (3.37)$$

Отриманий вираз для граничної похибки вимірювання дозволяє визначати необхідний час інтервалу вимірювання  $T_{вим.}$  виходячи з допустимої граничної похибки для нижньої границі робочого частотного діапазону фазометру. Так для частоти вхідних сигналів рівної  $1\text{ кГц}$  і допустимій граничній похибці вимірювання  $0,1^0$  час вимірювання має бути вибраним з умови  $T_{вим.} \geq 0,9\text{ с.}$

На верхніх частотах робочого частотного діапазону фазовимірювального перетворювача, наприклад -  $100\text{ кГц}$ , причиною виникнення похибок вимірювання є зменшення часової довжини імпульсів  $\tau_\phi$  порівняно з періодом кодуєчих імпульсів, наприклад частоти  $f_0 = 10\text{ МГц.}$  Необхідна точність ( $\Delta\varphi \leq 0,1^0$ ) досягається при використанні статистичного методу кодування часових інтервалів за рахунок забезпечення випадковості процесу співпадання імпульсів  $\tau$  і імпульсів частоти  $f_0$  на протязі постійного часу вимірювання  $T_{вим.}$ . Практично подібна випадковість має місце завдяки реальній нестабільності частот обох імпульсних сигналів, або одного з них, наприклад – кодуєчих імпульсів частоти  $f_0$ . Для цього доцільно використовувати генератор таких коротких імпульсів без додаткової стабілізації частоти з допомогою кварцового або іншого резонатору. Тоді реальна нестабільність частоти генератору  $\delta_f = 10^{-3}$  за законом білого шуму забезпечить за час вимірювання  $T_{вим.} = 1\text{ с}$  статистичну стабільність математичного сподівання результату співпадання кодуєчих імпульсів частоти  $f_0$  з імпульсами  $\tau = 2,7\text{ нс}$ , тривалість яких відповідає фазовому зсуву  $0,1^0$  вхідних сигналів частоти  $100\text{ кГц}$ . Середнє значення таких співпадань при  $f_0 = 1\text{ МГц}$  становитиме 277.

#### **Корекція похибок за рахунок впливу нелінійних спотворень форми сигналів**

Основним недоліком тригерних фазовимірювальних перетворювачів є залежність його показань від дії адитивних завад на їх входах та нелінійних спотворення форми вхідних сигналів. Фазометри з постійним часом вимірювання при виборі цього часу достатнім для осереднення дії адитивних завад мають певну перевагу щодо завадостійкості перед тригерними фазометрами з вимірюванням часу затримки сигналів в межах їх одного періоду.

Наявність вищих гармонік у складі спектрів сигналів на входах тригерного фазометру здатне привести до значної похибки результату вимірювання фазового зсуву, який має оцінюватися виключно значенням фазового зсуву основних гармонік цих сигналів. При цьому слід пам'ятати, що форма вихідних сигналів більшості серійних аналогових генераторів, без яких неможливо виконати фазовимірювальні дослідження реальних

чотирьохполюсників, є далека від синусоїдальної. Крім того форма сигналу може спотворюватися при його розповсюдженні електронним трактом з нелінійними елементами (транзисторами, мікросхемами) та довільною фазочастотною характеристикою.

Основний вклад у значення похибки тригерних фазометрів за рахунок спотворення форми сигналів виконують ближні гармоніки: друга, третя. Довільні початкові фази цих гармонік здатні значно зміщувати часову точку нульового переходу сигналу у порівнянні з моментом нульового переходу основної гармоніки. Розрахунки показують, що навіть при однопроцентному спотворенні форми кривої сигналу за рахунок другої гармоніки при довільній її початковій фазі похибка вимірювання фазового зсуву тригерним фазометром може сягати  $1,2^\circ$  [9].

Єдиним способом усунення похибки від впливу вищих гармонік є фільтрація сигналів з допомогою смугових фільтрів шляхом виділення основних гармонік сигналів не пропускаючи вищі гармоніки на входи фазометру. Чому саме смуговим фільтрам віддаємо перевагу, а не фільтрам нижніх частот, пояснюється можливістю їх частотного перестроювання при зміні частоти сигналів.

Проте любий смуговий фільтр, наприклад – фільтр на основі паралельного резонансного контуру, має в межах полоси свого пропускання максимальну крутизну фазочастотної характеристику, яка внаслідок неточності настроювання фільтрів та реальної нестабільності частоти сигналів задаючих генераторів, приводить до виникнення значних адитивних фазових похибок. Враховуючи необхідність використання одночасної фільтрації обох вхідних сигналів фазометру реалізація такого способу усунення впливу вищих гармонік сигналів в широкому робочому діапазоні частот є практично неможливою.

Вирішенням проблеми став запропонований нами схема автоматичної корекції похибки від спотворення форм кривих сигналів тригерного фазометру з використанням лише одного смугового фільтру, що навіть не вимагає точного частотного настроювання [10]. Такий принцип усунення впливу вищих гармонік на точність вимірювання фазового зсуву пояснюється схемою тригерного фазометру представленого на рис. 3.14.

Комутатор 1 періодично та по-черзі через кожний інтервал часу  $T_{вим.}$  підключає на один з входів фазометру реальний вимірювальний сигнал

$$u_c(t) = U_c \sin(\omega t + \varphi) + \sum_{n=2}^{\infty} U_{cn} \sin(n\omega t + \psi_{cn}) \quad (3.38)$$

або сигнал опорної (нульової) фази

$$u_0(t) = U_0 \sin \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} U_{0n} \sin(n\omega t + \psi_{0n}) \quad (3.39)$$

пропускаючи їх через смуговий фільтр настроєний на частоту основної (першої) гармоніки. Такий фільтр можемо реалізувати на основі паралельного резонансного контуру.

Неточність настроювання смугового фільтру на частоту основної гармоніки сигналів приведе до появи додаткового фазового зсуву  $\gamma$  за рахунок високої крутизни фазочастотної характеристики резонансного контуру в його частотній полосі пропускання. При цьому на першому вході фазометру, до якого приєднаний вибіркового фільтр, періодично через  $T_{вим.}$  з'являються сигнали основних гармонік виду:  $u_c'(t) = U_c \sin(\omega t + \varphi + \gamma)$  та  $u_0'(t) = U_0 \sin(\omega t + \gamma)$ .

На другий вхід фазометру постійно підключений опорний сигнал, який в загальному випадку має спотворену вищими гармоніками форму кривої. Неспівпадання моментів нульового перетину такого сигналу та його основної гармоніки врахуємо додатковим фазовим зсувом  $\delta$  сигналу еквівалентної основної гармоніки:  $u_0''(t) = U_0 \sin(\omega t + \delta)$ .

Таким чином за час першого півперіоду роботи комутатору фазометр вимірює фазовий зсув сигналів  $u_c'(t)$  та  $u_0''(t)$ , який становить:

$$\phi_1 = \varphi + \gamma - \delta \quad (3.40)$$

За час другого півперіоду комутації фазометр вимірює фазовий зсув між сигналами  $u_0'(t)$  та тим же  $u_0''(t)$ :

$$\phi_2 = \gamma - \delta \quad (3.41)$$

Результат вимірювання фазового зсуву вхідних сигналів представляється різницею результатів вимірювання у першому та другому півперіоді переключення комутатору:

$$\phi_1 - \phi_2 = \varphi \quad (3.42)$$

Джерелом похибки фазометру з періодичною комутацією сигналів на вході смугового фільтру могла б бути нестабільність частоти цих сигналів. Зміна частоти сигналу задаючого генератору в межах часу комутації сигналів повинна була б привести до появи адитивної похибки за рахунок неоднакових значень приростів фазових зсувів на самому фільтрі. Проте реальна частотна нестабільність генераторів описується достатньо повільною функцією порівняно з необхідною частотою переключення комутатору, тому подібна похибка не спостерігається.

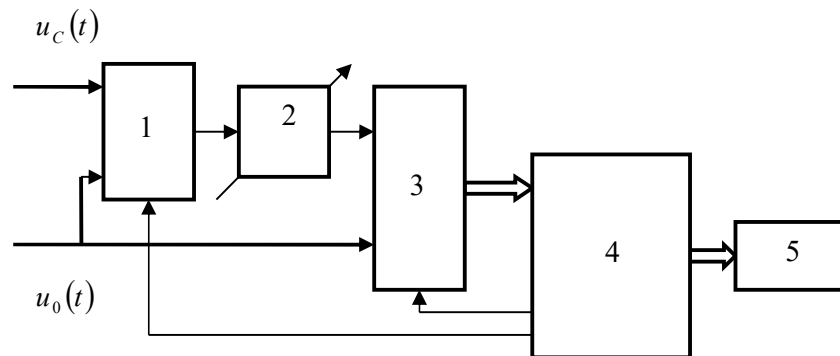


Рис. 3.14. Цифровий тригерний фазометр з корекцією похибки від спотворення форми кривих сигналів.



1 – комутатор; 2 – вибірковий фільтр; 3 – тригерний фазометр з постійним часом вимірювання; 4 мікроконтролер; 5 – цифрове табло.

Тригерний фазовимірювальний перетворювач має певне обмеження щодо частоти вхідних сигналів (100 кГц). При необхідності вимірювання фазових зсувів періодичних сигналів довільної форми кривої у радіочастотному діапазоні необхідно використати двоканальний перетворювач частоти з метою лінійного переносу фазового зсуву височастотних сигналів в значення фазових зсувів низькочастотних сигналів фіксованої частоти [ ].

Описаний вище спосіб вимірювання фазових зсувів сигналів з формою кривих спотвореної вищими гармоніками автором був застосований у цифровому фазометрі  $\Phi$  2-4, який випускався серійно заводом «Радіоприлад» м. Київ (пізніша назва – НПО ім. С.П.Корольова) починаючи з 1964 р на протязі 10 років. Точність вимірювання фазових зсувів сигналів в діапазоні частот (1 – 100) кГц становила  $\pm 0,1^\circ$  при амплітуді цих сигналів починаючи з 0,1 В, динамічному діапазоні 40 дБ і нелінійних спотворення форми їх кривої – 5% і більше.

### 3.2.2. Фазовимірювальні перетворювачі на основі кореляційного перетворення сигналів

Результатом кореляційного перетворення (перемноження) двох континуальних гармонійних сигналів є постійна напруга, пропорційна косинусу фазового зсуву цих сигналів (3.20). До того ж ця постійна напруга ще залежить від параметрів пристрою, що виконує перемноження, та від амплітуд сигналів. Як правило перемноження виконують з допомогою амплітудних модуляторів [12]. У випадку використання подвійного балансного модулятора (рис. 3.9) вихідна постійна напруга має вигляд:

$$U = kU_1U_2 \cos \varphi \quad (3.43)$$

де  $k = 8R\beta$  - коефіцієнт пропорційності;  $R$  – опір на виході модулятора,  $\beta = \frac{\partial^2 i}{\partial u^2}$  - друга похідна вольт-амперної характеристики діодів модулятору в робочій точці їх характеристик (реально  $\beta \approx (0,01-0,1)$ ).

Перевагою кореляційного фазовимірювального перетворення є його висока завадостійкість. Наявність спотворення форми сигналу за рахунок вищих гармонік та присутність широкосмугових адитивних завад в вимірювальному сигналі на виході реального чотирьохполюсника  $u_c(t) = U_c \sin(\omega t + \varphi) + \sum_{i=2}^{\infty} U_i \sin(i\omega t + \psi_i) + u_3(t)$  не приводить до додаткового утворення вихідної постійної напруги, якщо сигнал опорної (нульової)

фази є гармонійним -  $u_0(t) = U_0 \sin \omega t$ . Постійна напруга, яка виділяється фільтром нижніх частот, є результатом перемноження лише синхронних складових спектрів сигналів, які перемножуються в фазовому детекторі. У даному випадку такими складовими є основні гармоніки вимірювального сигналу та гармонійного сигналу опорної фази. Перемноження сигналу завади з сигналом генератору приведе до утворення змінних сигналів, які, як і комбінаційні складові за рахунок вищих гармонік, подавляються фільтром нижніх частот:

$$U = \overline{[u_c(t) + u_0(t)]^2} = kU_1U_0 \cos \varphi \quad (3.44)$$

Для усунення залежності результату детектування від амплітуд сигналів та параметрів вольт-амперної характеристики діодів використовується схема з двома ідентичними фазовими детекторами з сигналами опорних фаз, які відрізняються на  $90^\circ$  (рис. 3.15). Подібну схему вимірювання фазового зсуву називають оптимальною за критерієм завадостійкості результату вимірювання.

Вихідна напруга додаткового фазового детектору становитиме:

$$U' = kU_1U_2 \sin \varphi \quad (3.45)$$

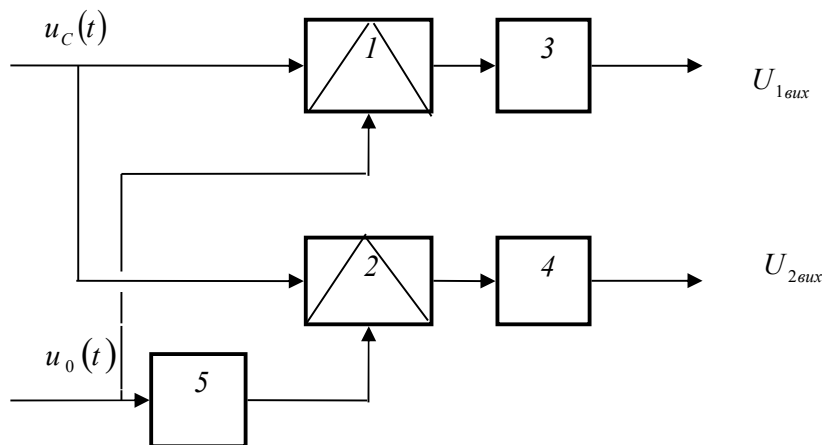


Рис. 3.15. Схема аналогового оптимального вимірювача фазового зсуву сигналів

1, 2 – фазові детектори (подвійні балансні модулятори); 3, 4 – фільтри нижніх частот; 5 – фазообертач  $90^\circ$ .

За результатами вимірювання напруг (3.44-3.45) можемо визначити значення фазового зсуву  $\varphi$  наступним чином:

$$\varphi = \arctg \left( \frac{U'}{U} \right) \quad (3.46)$$

Цифровий варіант схеми оптимального вимірювання передбачає алгоритм дій які розпочинаються з перетворення вхідних аналогових сигналів з вихідним сигналом фазообертача  $u_{\phi 0}(t)$  включно в послідовність цифрових кодів:

$$u_c(t) \rightarrow u_c(\omega i T_B + \varphi) \rightarrow N_c(i T_B), \quad (3.47)$$

$$u_0(t) \rightarrow u_0(\omega i T_B) \rightarrow N_0(i T_B), \quad (3.48)$$

$$u_{\phi_0}(t) \rightarrow u_{\phi_0}(\omega i T_B + \pi/2) \rightarrow N_0^{-1}(i T_B). \quad (3.49)$$

Тут  $T_B$  - період вибірки сигналу (період роботи АЦП), який становить кратну долю періоду вхідного сигналу:  $T_B = \frac{1}{n} \left( \frac{2\pi}{\omega} \right)$ , де  $n \gg 1$  - ціле число.

Наступним кроком програмно процесором контролера виконуються наступні перемноження кодів:

$$N_{1i} = N_C(i T_B) \cdot N_0(i T_B) \quad (3.50)$$

$$N_{2i} = N_C(i T_B) \cdot N_0^{-1}(i T_B) \quad (3.51)$$

Далі визначаються середні значення отриманих результатів перемноження кодів за час рівний  $k > 1$  ( $k$  - ціле число) періодів вхідних сигналів:

$$N_1 = \frac{1}{kn} \sum_{i=1}^{kn} N_{1i} \quad (3.52)$$

$$N_2 = \frac{1}{kn} \sum_{i=1}^{kn} N_{2i} \quad (3.53)$$

Визначимо значення фазового зсуву вхідних сигналів, як:

$$\varphi = \arctg\left(\frac{N_2}{N_1}\right) \quad (3.54)$$

При практичній реалізації високоточних фазових вимірювань з допомогою фазових детекторів, як вимірювальних перетворювачів, необхідно враховувати наявність спотворення форми сигналів задаючих електронних генераторів, про що було згадано раніше. Тому слід попередньо фільтрувати сигнали таких генераторів або використовувати замість генераторів програмно керовані цифрові синтезатори сигналів, в спектрах яких відсутні ближні вищі гармоніки.

Неоднозначність функції  $\arctg \varphi$  в межах діапазону фазових зсувів  $0 - 360^\circ$  вимагає корекції результату вимірювання виходячи з значень полярності вихідних постійних напруг фазових детекторів (3.44-3.45). Так при  $U \geq 0, U' \geq 0$  фазовий зсув відповідає діапазону  $(0 \leq \varphi \leq \pi/2)$  та при  $U \geq 0, U' \leq 0$  - діапазону  $(-\pi/2 \leq \varphi \leq 0)$ . При  $U \leq 0, U' \geq 0$   $(\pi/2 \leq \varphi \leq \pi)$ , та при  $U \leq 0, U' \leq 0$   $(\pi \leq \varphi \leq 3\pi/4)$  до визначеного згідно (3-46) фазового зсуву слід додати  $\pi$  радіан.

#### Імпульсно-фазові детектори.

Вимірювання фазових зсувів сигналів, що існують обмежений час, вимагає збільшення швидкодії вимірювального перетворення порівняно з необхідним часом вимірювання для розглянутого вище фазового детектору з фільтром нижніх частот на його виході. Максимальна швидкодія

фазовимірювального перетворення досягається при використанні імпульсно-фазового детектування.

Імпульсно-фазове детектування полягає у синхронному для обох вимірювальних сигналів формуванні і вимірюванні їх двох вибірок рознесених у часі на чверть періоду. Для сигналів  $u_c(t) = U_c \sin(\omega t + \varphi)$  та  $u_0(t) = U_0 \sin \omega t$  вибіркам відповідають значення сигналів:

$$u_c(t_1) = U_c \sin(\omega t_1 + \varphi); \quad u_c\left(t_1 + \frac{T}{4}\right) = U_c \cos(\omega t_1 + \varphi) \quad (3.55)$$

$$u_0(t_1) = U_0 \sin \omega t_1; \quad u_0\left(t_1 + \frac{T}{4}\right) = U_0 \sin \omega\left(t_1 + \frac{T}{4}\right) = U_0 \cos \omega t_1. \quad (3.56)$$

Вимірюючи миттєві значення напруг сигналів в момент часу  $t_1$  та  $\left(t_1 + \frac{T}{4}\right)_1$  визначимо фази кожного з сигналів:

$$\psi_c = \omega t_1 + \varphi = \arctg \left[ \frac{u_c(t_1)}{u_c\left(t_1 + \frac{T}{4}\right)} \right] \quad (3.57)$$

$$\psi_0 = \omega t_1 = \arctg \left[ \frac{u_0(t_1)}{u_0\left(t_1 + \frac{T}{4}\right)} \right] \quad (3.58)$$

Значення фазового зсуву сигналів можемо знайти, як різницю фаз кожного з сигналів:

$$\varphi = \psi_c - \psi_0 = \arctg \left[ \frac{u_c(t_1)}{u_c\left(t_1 + \frac{T}{4}\right)} \right] - \arctg \left[ \frac{u_0(t_1)}{u_0\left(t_1 + \frac{T}{4}\right)} \right] \quad (3.59)$$

Для даного методу вимірювання мінімальний час звернення до гармонійних сигналів дорівнює чверті періоду. Такий метод вимірювання стає в нагоді при необхідності вимірювання фазового зсуву сигналів коротких радіоімпульсів в системах ультразвукового контролю, радіолокації, радіонавігації та в інших радіотехнічних системах. З допомогою даного методу вимірювання можемо виконати експериментальне дослідження перехідних процесів при виконанні комутацій високочастотних сигналів в реальних електричних ланцюгах.

Одночасно з вимірюванням різниці фаз сигналів за двома синхронними вибірками сигналів даний метод дозволяє виконати визначення і амплітуди коливань кожного з порівнюваних сигналів у момент виконання їх вибірок. Для визначення амплітуди вихідного сигналу чотирьохполюсника достатньо виконати наступну арифметичну дію над кодами вибірок кожного з сигналів:

$$U_{cm} = \sqrt{u_c^2(t_i) + u_c^2\left(t_i + \frac{T}{4}\right)} \quad (3.60)$$

Для усунення неоднозначності результату вимірювання фазових зсувів в діапазоні їх значень ( $0 - 360^\circ$ ) необхідно використати алгоритми корекції фактичного значення зсуву фаз в залежності від полярності вибірок сигналів і полярності функцій (3-57) та (3-58) згідно очевидного правила наведеного у попередньому розділі при розгляді цього ж питання для фазових детекторів.

### 3.2.3. Компенсаційні фазовимірювальні перетворювачі

#### Регулятори фазового зсуву сигналів

Реально компенсаційне вимірювання передбачає порівняння значення фазового зсуву сигналу з фазою сигналу опорного фазового зсуву. При цьому можливі два способи реалізації подібного вимірювального перетворення:

- з використанням порівняння фазового зсуву інформативного сигналу з регульованим з допомогою фазообертача фазовим зсувом опорного сигналу;
- з порівнянням фазового зсуву інформативного сигналу з регульованим значенням фазового зсуву заданого сигналами регульованої фазової міри на фіксованій частоті, яка не відповідає частоті інформативного сигналу.

Другий з названих способів порівняння виконується з обов'язковим перетворенням частоти з метою перенесення вимірюваного фазового зсуву і регульованого фазового зсуву сигналів фазової міри на частоту когерентних сигналів.

Загальна схема компенсаційного фазовимірювального перетворювача першого типу показана на рис.3-16 . Перед вимірюванням виконується корекція адитивних похибок фазовимірювального перетворювача, для чого на обидва його входи підключається один і той же сигнал, що гарантує значення фазового зсуву відтворених таким чином вхідних сигналів рівного нулю.

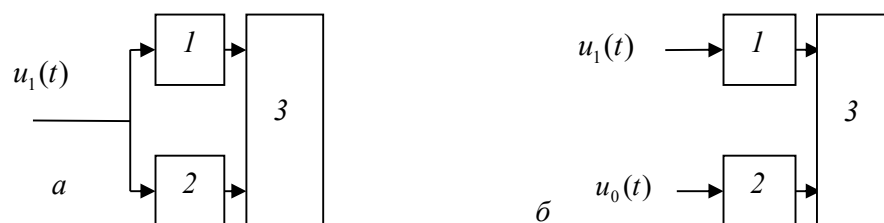


Рис. 3.16. Структурна схема фазовимірювального компенсаційного перетворювача на основі використання фазообертачів

*а* – схема підключення сигналу при компенсації адитивних похибок; *б* – підключення сигналів в режимі вимірювання. – фазообертач з шкалою; 2 – додатковий фазообертач; 3 – фазовимірювальний перетворювач - індикатор нульового фазового зсуву.

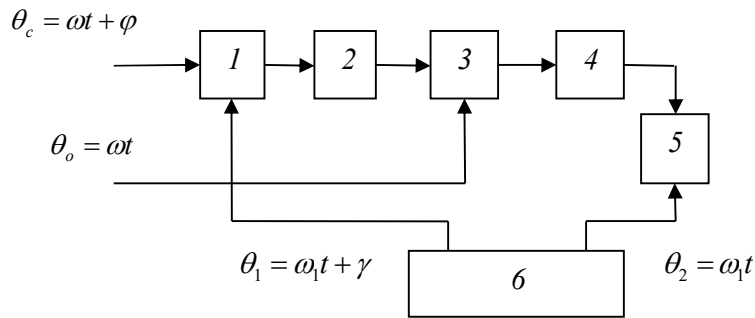


Рис. 3.17. Схема компенсаційного фазовимірювального перетворювача на основі використання регульованих значень фазових зсувів вихідних сигналів додаткового генератору

1,3 – змішувачі (подвійні балансні модулятори); 2,4 – фільтри нижніх частот; 5 – тригерний фазовимірювальний перетворювач; 6 – міра регульованих значень фазових зсувів сигналів фіксованої частоти.

Для такого регулювання використовується, як правило, два фазообертача. Основний фазообертач 1 зі шкалою відліку внесених фазових зсувів встановлюється в нульове за шкалою положення а додатковим фазообертачем 2 виконується компенсація фазового зсуву сигналів до нульового показника фазового індикатору нульового фазового зсуву 3.

Наступним етапом виконується підключення до входів фазовимірювального перетворювача сигналів  $u_c(t) = U_c \sin(\omega t + \varphi)$  та  $u_o(t) = U_o \sin \omega t$  та виконується вимірювання їх фазового зсуву регулюванням фази фазообертачем 1 до досягнення нульового фазового зсуву сигналів індикатору 3. При цьому фазовому зсуву  $\varphi$  відповідає зсув внесений фазообертачем, значення якого зчитується з його шкали відліку.

При використанні принципу компенсації фазового зсуву другого типу, що передбачає використання некогерентних вхідним сигналам фазометру сигналів міри фазових зсувів (генератора фіксованої частоти з регульованою різницею фаз двох вихідних сигналів), виконується перетворення частоти для формування сигналів, фазовий зсув яких представляється різницею фазового зсуву вхідних сигналів і фазового зсуву сигналів генерованих мірою фазових зсувів. Приклад такої схеми перетворення частоти і наступного вимірювання показаний на рис. 3.17.

Сигнал частоти  $\omega$ , значення фазового зсуву  $\varphi$  якого відносно когерентного сигналу опорної фази необхідно визначати, подається на змішувач 1 для перемноження з одним з сигналів регульованої фазової міри частоти  $\omega_{\phi M} < \omega$ . Фільтр 2 виділяє різницевий за частотою сигнал результату перемноження з поточною фазою  $(\omega - \omega_{\phi M})t + \varphi - \psi$ , де  $\psi$  - початкова фаза сигналу частоти  $\omega_{\phi M}$ .

Вихідний сигнал фільтру 2 перемножується з сигналом опорної фази на змішувачі 3 в результаті чого фільтром 4 виділяється сигнал з поточною фазою  $\omega_{\phi M}t - \varphi + \psi$ , Отриманий таким чином сигнал разом з когерентним

йому опорним сигналом фазової міри подаються на входи індикатора нульового фазового зсуву 5.

Фазовий зсув сигналів міри 6 регулюється до встановлення нульової різниці фаз вхідних сигналів тригерного фазовимірювального перетворювача - індикатора нульового фазового зсуву. При досягненні рівноваги фазовий зсув  $\varphi$  визначається значенням фазового зсуву сигналів міри:  $\varphi = \psi$ .

В вимірювальній техніці широкое застосування знайшли аналогові фазообертачі індуктивного та ємнісного типів. Індуктивний фазообертач (рис. 3.18, а) конструктивно представляє собою синхронний двигун з заторможеним ротором. Статорна електромагнітна система фазообертача складається з двох пар однакових полюсів, котушки яких забезпечують формування електромагнітних полів з фазовим зсувом  $90^\circ$  та просторовою орієнтацією також під кутом  $90^\circ$  один до одного. В результаті маємо циркулярне електромагнітне поле, яке збуджує в котушці ротору напругу, фазовий зсув якої відповідає його кутовому положенню.

Фазообертач ємнісного типу використовує електростатичне поле між статорними і роторною пластинами конденсаторної системи, які схематично показані на рис. 3-18, б. Статорна система має вигляд диску розділеного на чотири однакових сектори, а роторна частина представлена ексцентрично виготовленою майже круглою пластиною площа якої трохи більша за площу секторної пластини статору. На дві пари протилежно розташованих статорних (нерухомих) пластин конденсатору підключаються дві однакові протифазні напруги частоти  $\omega$  зсунуті за фазами на  $90^\circ$ . Утворене таким чином циркулярне електростатичне поле статорних пластин конденсаторного фазообертача наводить на роторній пластині напругу фаза якої залежить від її кутового положення відносно пластин статору.

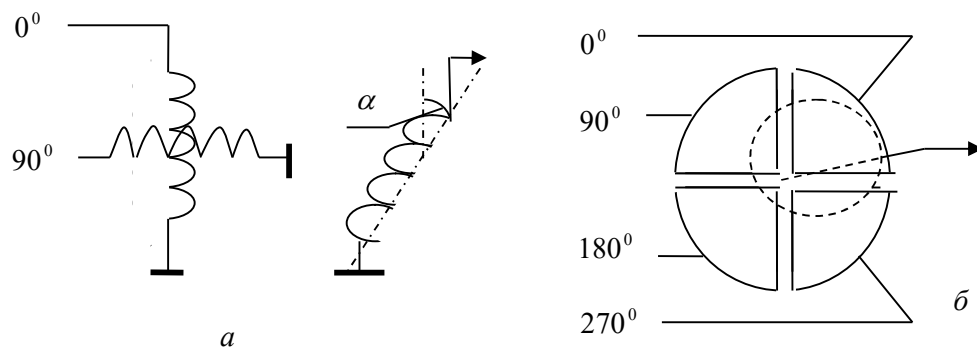


Рис. 3.18. Аналогові фазообертачі.

а – індуктивний фазообертач; б – ємнісний фазообертач.

Індуктивний фазообертач використовують на відносно низьких частотах – до (10 – 20) кГц, в той час коли ємнісний фазообертач може працювати на більш високих частотах – до (1 – 10) МГц. Точність

подібних аналогових електромеханічних фазообертачів обмежена – становить приблизно  $\pm 1^\circ$ . Джерелами похибок є, як конструктивна асиметрія, так і еліптичність обертових полів, як за рахунок неідентичності елементів статорних систем, так і за рахунок похибок квадратури фазових зсувів струмів для індуктивного фазообертача чи напруг для ємнісного фазообертача.

### Цифро-аналоговий перетворювач фазового зсуву двох когерентних сигналів

Найбільш висока точність регулювання заданих значень різниці фаз досягнуто нами в цифроаналоговому перетворювачі фазових зсувів (ЦАПФЗ), що використовує відоме «фазове правило» ділення частоти, яке полягає в тому, що при діленні частоти сигналу виконується ділення і його фазового зсуву [8].

Схема ЦАПФЗ, як регульована міра фазових зсувів, може бути представлена двома лічильниками імпульсів - півперіодів сигналу задаючого генератора (Рис.3-19). Якщо такі ідентичні лічильники розраховані на заповнення 3600 імпульсами, їх вихідний сигнал при безперервній подачі на входи лічильників сигналу частоти  $\omega$  матиме частоту  $\Omega$  вихідних сигналів в стільки ж раз меншу -  $\Omega = \omega/3600$ . При попередньому встановленні всіх тригерів обох лічильників у нульове положення, фазовий зсув вихідних напруг буде нульовий.

При попередньому встановленні тригера молодшого розряду одного з лічильників, нехай – нижнього, у положення 1, фаза вихідного сигналу цього лічильника буде випереджати фазу іншого лічильника на  $\varphi = 360^\circ / K_d = 0,1^\circ$ . При попередньому записі коду положенням тригерів цього ж лічильника, який би відповідав приходу на його вхід сотні імпульсів, значення фазового зсуву буде  $100 \cdot 0,1^\circ = 10^\circ$ .

Таким чином використовуючи попередній запис коду положенням тригерів одного з лічильників імпульсів можемо встановити любе значення фазового зсуву вихідних сигналів обох лічильників у межах  $0 - 360^\circ$  з дискретністю  $\Delta\varphi = 360^\circ / K_d$ , яка при  $K_d = 3600$  становить  $0,1^\circ$ .

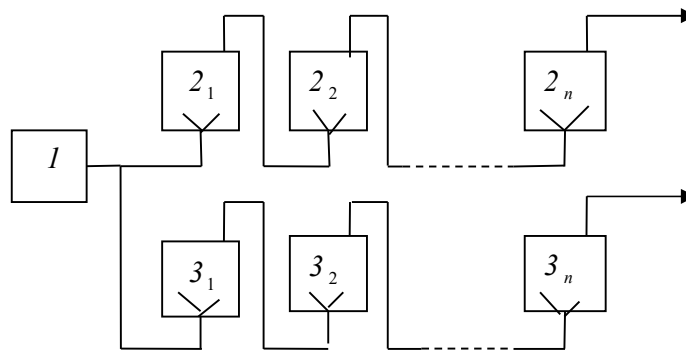


Рис. 3.19. До пояснення принципу побудови цифро аналогового перетворювача фазового зсуву



1- генератор; 2,3 –  $jk$ -тригери лічильників імпульсів.

При безперервній роботі лічильників імпульсів у якості подільників частоти задаючого генератору значенню встановленої різниці фаз їх вихідних сигналів відповідає улюбий момент часу різниця поточних кодів цих лічильників. Для спрощення відліку різницевого коду можемо зчитувати код одного з лічильників, наприклад – нижнього, в момент встановлення нульового значення коду всіх розрядів іншого лічильника. Цьому моменту відповідає часове положення позитивного перепаду рівня вихідного сигналу лічильника. Запис додаткового різницевого коду може виконуватися улюбий час у процесі ділення частоти сигналу задаючого генератору.

Незалежно від форми сигналу задаючого генератору вихідний сигнал лічильника імпульсів має прямокутну форму. Проте, використовуючи значення поточного коду, що фіксується положенням тригерів лічильника у процесі підрахунку числа періодів сигналу задаючого генератору, з допомогою цифро аналогового перетворювача (ЦАП) можемо синтезувати, як синусоїдальну, так і любую іншу форми періодичного сигналу.

Точність встановлення заданого значення різниці фаз вихідних сигналів лічильників в даній схемі ЦАПФЗ залежить від швидкодії тригерів лічильників. Враховуючи схемну і апаратну ідентичність лічильників на основі мікросхем тригерів зі швидкодією до 100 МГц величина відносної часової затримки їх спрацювання не перевищує (1 – 5) нс, що для частоти вихідних сигналів до 10 кГц (при частоті вхідних сигналів 36 МГц і коефіцієнті ділення частоти рівному 3600) похибка встановлення значень фазових зсувів сигналів ЦАПФЗ з дискретністю  $0,1^\circ$  не перевищує  $0,01^\circ$ .

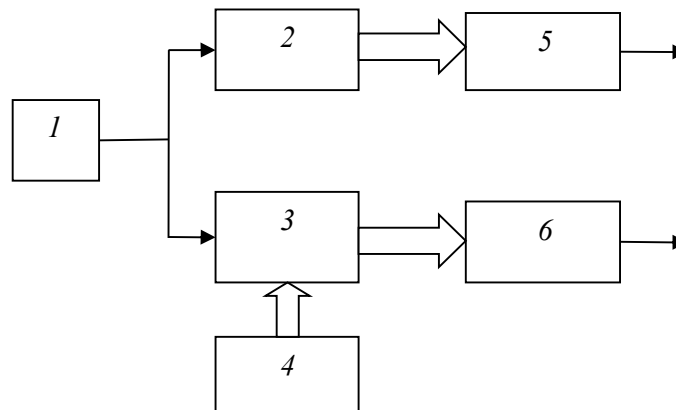


Рис. 3.20. Фазовий калібратор (міра) на основі ділення частоти сигналу генератору

1- генератор; 2,3 – лічильники імпульсів; 4 – пристрій для вводу цифрового коду фазового зсуву; 5,6 – цифро-аналогові перетворювачі.

При цифровому синтезі з допомогою такого перетворювача синусоїдальних за формою вихідних сигналів виникає можливість зміни

амплітуди цих сигналів без додаткових фазових похибок. Ця можливість була використана в ЦАПФЗ Ф5125, що серійно випускався, за нашою розробкою, на підприємстві «Точелектроприлад» в м. Києві.

### **Високочастотна регульована міра фазових зсувів**

Вихідні когерентні сигнали міри фазових зсувів на основі тригерних лічильників імпульсів є результатом ділення частоти вхідних сигналів. Коефіцієнт ділення частоти залежить від встановленої дискретності регулювання фазових зсувів. Якщо така дискретність становить  $0,1^\circ$  ділення частоти має відбуватися в 3600 раз. Тому реальний діапазон частот вихідних сигналів такої фазової міри обмежений швидкодією тригерів лічильників – приблизно 20 кГц, при цьому частота вхідного сигналу лічильників становить 72 МГц. Висока точність відтворення заданих значень фазових зсувів з допомогою ЦАПФЗ на основі тригерних лічильників (подільників частоти) може бути використана і для встановлення таких же фазових зсувів на високій частоті, якщо виконати перенос фазових співвідношень з низької частоти на високу використавши відповідну схему перетворення частоти. Проте подібне перетворення частоти не дозволить уникнути втрат точності не тільки за рахунок впливу реактивних параметрів електронної схеми двоканального перетворення частоти та паразитного перехресного зв'язку між каналами на високій частоті, але і внаслідок впливу підключення неузгодженого за хвильовими параметрами комплексного навантаження на виходах високочастотної частини.

З метою максимального зниження фазових похибок при перенесенні фазових зсувів з низької частоти на високу частоту використовується система слідкуючого регулювання для порівняння встановленого фазового зсуву високочастотних коливань зі значенням різниці фаз низькочастотних вихідних сигналів власне ЦАПФЗ (рис. 3.20).

На рис.3-21 представлена схема розробленого нами пристрою встановлення заданих значень фазових зсувів на фіксованих частотах в діапазоні до 100 МГц. В цій схемі використано автоматичне слідкуюче регулювання фазового зсуву високочастотних сигналів при їх порівнюванні з фазовим зсувом вихідних низькочастотних сигналів тригерних лічильників (подільників частоти) ЦАПФЗ.

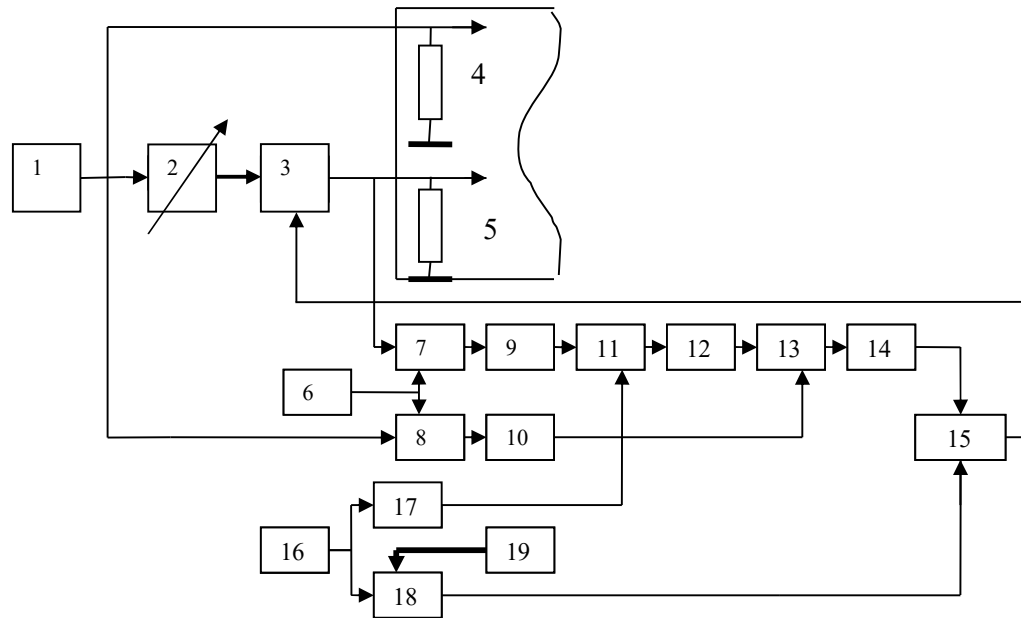


Рис. 320. Функціональна схема високочастотної міри фазових зсувів.

1,6,16 – генератори; 2 - регульована лінія затримки; 3 – синхронізований генератор; 4,5 - комплексні входні опори системи - споживача сигналів калібратору; 6 – гетеродин; 7,8,11,13 – балансні (подвійні балансні) модулятори; 9,10, 12,14 – фільтри нижніх частот; 15 – фазометр (нуль-індикатор); 17,18 – тригерні лічильники; 19 – регістр запису коду фазового зсуву.

Для можливості такого порівняння фазовий зсув високочастотних сигналів переноситься на низьку частоту, наприклад –  $50 \text{ кГц}$  з допомогою двоканального перетворювача частоти (гетеродин 6, подвійні балансні модулятори 7, 8 з фільтрами нижніх частот 9, 10 на виходах).

Далі з допомогою схеми так званого «подвійного перетворення частоти» (подвійні балансні модулятори 11, 12 та фільтри 13, 14) виконується перенос різниці фазових зсувів високочастотних сигналів  $\psi$  та заданих значень фазових зсувів низькочастотного ЦАПФЗ  $\varphi$  на фіксовану частоту вихідних сигналів подільників частоти (тригерних лічильників).

Виконується це наступним чином: один з вихідних сигналів двоканального перетворювача частоти, що виконує перенос фазового зсуву  $\psi$  високочастотних сигналів на фіксовану проміжну частоту  $f_{np}$  -  $u_1(t) = U_1 \cos(\omega_{np} t + \psi)$ , перемножується також з одним із сигналів низькочастотної МФЗ  $u_{1K}(t) = U_{1K} \cos(\Omega t + \varphi)$  в подвійному балансному модуляторі 11 утворюючи сигнал нижньої бокової частоти  $u'(t) = U' \cos[(\omega_{np} - \Omega)t + \psi - \varphi]$ , який виділяється фільтром нижніх частот 12.

Далі з допомогою подвійного балансного модулятора 13 отриманий сигнал перемножується з іншим вихідним сигналом двоканального перетворювача частоти -  $u_2(t) = U_2 \cos \omega t$  утворюючи сигнал різницевої частоти  $u''(t) = U'' \cos(\Omega t - \psi + \varphi)$ , який виділяється фільтром нижніх частот 14.

Сигнал  $u''(t)$  та когерентний йому другий вихідний сигнал тригерного ЦАПФЗ  $u_{2K}(t) = U_{2K} \cos \Omega t$  підключаються до входів індикатору нульового фазового зсуву, вихідна напруга якого пропорційна величині і знаку відхилення різниці фаз цих сигналів від нуля:

$$U_{\phi HI} = k(\varphi - \psi) \quad (3.61)$$

Індикатором нульового фазового зсуву може бути аналоговий фазовимірювальний перетворювач за схемою, наприклад – фазового детектору (подвійного балансного модулятора) з вимірювальною характеристикою, яка проходить через нуль при нульовому фазовому зсуві сигналів. Для цього один з входних сигналів цього індикатору, наприклад сигнал подільника частоти (тригерного лічильника) 18 повинен мати додатковий фазовий зсув  $90^\circ$ , що легко відтворити враховуючи дискретність процесу ділення частоти тригерним лічильником.

Отримана напруга (3.61) використовується для регулювання фазового зсуву високочастотного сигналу генератору 1 (рис. 3-20). Дією цієї напруги регулюється величина ємності варікапу у складі паралельного резонансного контуру генератору 3, що відповідно змінює його резонансну частоту. Проте частота вихідної напруги генератору 3 при цьому незмінно відповідає частоті задаючого генератору 1 (генератор 3 синхронізується сигналом генератору 1). Зміна резонансної частоти контуру синхронізованого генератору приводить до відповідної зміни фазового зсуву його вихідної напруги. Таким чином реалізований високочастотний регулятор фазового зсуву в межах  $\pm(30-40)^\circ$ . Неточний дискретний фазорегулятор 2 використовується лише для розширення діапазону автоматичного регулювання фазового зсуву синхронізованого генератору 3.

Регулювання фазового зсуву високочастотного сигналу виконується до досягнення рівності ( $\varphi = \psi$ ). Таким чином виконується перенос різниці фаз сигналів міри фазового зсуву на високу частоту генератору 1. При цьому встановлені значення різниці фаз сигналів не залежать від реактивних параметрів навантажень 4 і 5 і не вимагають їх узгодження з вихідними опорами відповідно генератора 1 і синхронізованого генератора 3 не дивлячись на високу (до 100 МГц) частоту сигналів.

Певним джерелом похибок такої системи високочастотного пристрою встановлення заданих значень фазових зсувів можуть бути паразитні перехресні зв'язки в двоканальному перетворювачі частоти з загальним гетеродином при виконанні переносу фазового зсуву з високої частоти на частоту сигналів 50 кГц. З метою максимального уникнення такого зв'язку між каналами в якості нелінійних перетворювачів (змішувачів) і були використані подвійні балансні модулятори 7 і 8, які завдяки еквіпотенціальному підключенню до них сигналів генераторів 1,3 і гетеродина 6 забезпечують ослаблення перехресних зв'язків в самому модуляторі на рівні не менш ніж 40 Дб. Крім цього подальше ослаблення згаданих паразитних зв'язків забезпечується підключенням до змішувачів

сигналу гетеродина з використанням направлених чотирьохполосників [ ], які ще до 40 Дб ослаблюють можливі паразитні зв'язки між каналами перетворення частоти. Все це дає можливість гарантувати точність встановлення значень різниці фаз високочастотних сигналів на рівня  $0,1^\circ$  при відмінності їх амплітуд до 50%.

### Електронний цифро-аналоговий фазообертач

Для використання в системах з когерентною обробкою інформації представляє інтерес побудова електронних керованих цифровими кодами фазообертачів для можливості зміни фази сигналів в межах  $0 - 360^\circ$ . Приклад такого фазообертача показано на рис. 3.22 [11].

Система фазообертача передбачає синтез вихідного сигналу когерентного вхідному сигналу та зсунутого за початковою фазою на значення, що задається кодом встановленим на допоміжному регістрі. Для можливості синтезу когерентного вихідного сигналу частота  $\omega$  вхідного сигналу  $u_{ex.}(t) = U_m \sin \omega t$  перетворюється частотним детектором 1 у пропорційну напругу, яка використовується для регулювання частоти допоміжного генератору 3. При цьому частота генератору має бути в К раз перевищувати частоту вхідного сигналу фазообертача. Значення числа К визначають виходячи з дискретності регулювання фазового зсуву вихідного сигналу фазообертача. Якщо дискретність регулювання має бути рівною  $0,1^\circ$ , число К має дорівнювати 3600.

Частота вихідного сигналу генератору ділиться двома тригерними лічильниками з коефіцієнтом ділення 3600 кожний. Вихідний сигнал одного з лічильників використовується для слідкуючого автоматичного регулювання частоти генератору 3 з допомогою фазового детектору 2, вихідна постійна напруга якого також використовується для підстроювання резонансної частоти контуру генератору. На входи фазового детектору підключені вхідний сигнал та вихідний сигнал одного з лічильників – подільників частоти. Слідкуюча система фазового автоматичного настроювання частоти генератору 3 має астатичну характеристику, що гарантує задане співвідношення частот сигналів в межах частотної нестабільності сигналу генератору, яка може становити відносну величину  $\delta_f = 10^{-3}$  для генераторів без стабілізації частоти п'єзоелектричним стабілізатором..

Для зручності подальшого цифрового керування фазообертачем та індикації встановлених значень фазових зсувів конфігурацію схеми лічильників імпульсів вибираємо комбінованою: два молодші розряди – 4,6 одного лічильника та 5,7 – іншого виконуємо за принципом будови двійково-десятичного коду, старші розряди лічильника відповідно 8 та 9, що мають накопичувати 36 імпульсів кожний, замінюємо кільцевими лічильниками з наскрізним переносом.

Вихідний сигнал кожного другого розряду лічильників з наскрізним переносом використовується для керування електронними перемикачами - відповідно 18 перемикачів групи 10 та стільки ж групи 12.

На всі входи перемикачів групи 10 підключено вхідний сигнал. Тому на їх виходах мають місце вибірки вхідного сигналу, якими заряджаються конденсатори 11. Ці конденсатори забезпечують запам'ятовування значень вибірок вхідного сигналу на час, що не перевищує одної часової довжини періоду цього сигналу.

Зрозуміло, що астатизм системи регулювання частоти не поширюється на фазове співвідношення вхідного сигналу і сигналу, що формується на виході лічильника на основі двійково-десятичних розрядів 4,6 та лічильника з наскрізним переносом 8. Таким чином вибірки вхідного сигналу формуються імпульсами лічильника 8 асинхронно, проте це не впливає на точність фазообертача тому, що має місце жорстка синхронність між моментами вибірок вхідного сигналу і моментами зчитування значень цих вибірок з заданим часовим запізненням  $\tau = \varphi/\omega$ , де  $\varphi$  - задане значення фазового зсуву.

Лічильник імпульсів з двох двійково-десятичних частин 5, 7 та лічильника з наскрізним переносом 9 використовується для формування (синтезування) вихідного сигналу когерентного вхідному сигналу, але з фазовим зсувом заданим цифровим кодом, який переписується з регістра 15 в розряди зазначеного лічильника.

В залежності від заданого значення цифрового коду фазового зсуву вихідні імпульси парних розрядів лічильника наскрізного переносу 9 пропорційно відстають від аналогічних імпульсів лічильника 8. Керовані імпульсами лічильника 9 перемикачі 12 забезпечують зчитування напруг вибірок вхідного сигналу формуючи при цьому новий сигнал когерентний вхідному сигналу фазообертача з фазовим зсувом, що визначається часовим запізненням зчитування сигналів вибірок вхідного сигналу.

Конденсатор 13 з малою постійною часу заряду та, навпаки, постійною часу розряду значно більшою за період вхідного сигналу, забезпечує формування ступінчатого вихідного сигналу (18 кроків на період) виконуючи роль екстраполятору нульового порядку. Фільтр нижніх частот 14 виділяє основну гармоніку вихідного сигналу.

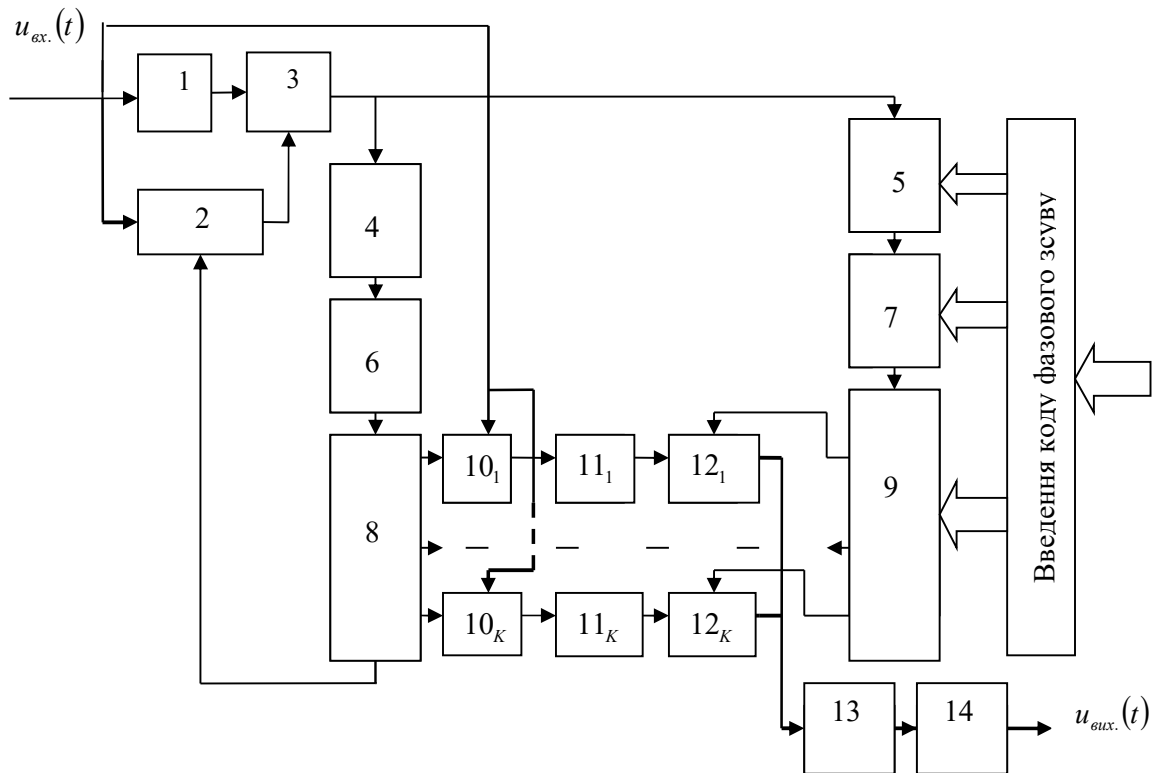


Рис. 3.22. Функціональна схема цифрового фазообертача

1 – перетворювач частота-напруга; 2 – фазовий детектор; 3 – генератор;  
 4, 5, 6, 7 – двійково-десятичні лічильники імпульсів; 8, 9 – лічилки наскрізного переносу;  
 $10_1 \dots 10_K, 12_1 \dots 12_K$  – електронні ключі;  $11_1 \dots 11_K$  – елементи аналогової пам'яті  
 (конденсатори); 13 – конденсатор; 14 – фільтр нижніх частот; 15 – регістр пам'яті  
 вводу коду фазового зсуву.

Значення вибірок вхідного сигналу можемо представити, як:

$$u_T(t) = U_m \sin\left(\frac{2\pi}{K}i\right), \quad i = 1, 2, \dots, K \quad \text{де } K=18 \quad (3.62)$$

При перепису в другий лічильник імпульсів коду фазового зсуву  $\varphi$  -  $N_\varphi$  зчитування  $i$ -тих вибірок вхідного сигналу, що запам'ятовуються конденсаторами  $11_1 \dots 11_K$ , виконується в тій же послідовності, в якій виконувався їх запис, але з часовим зсувом пропорційним заданому коду  $N_\varphi$  фазового зсуву:

$$\tau = \frac{\varphi}{\omega} \quad (3.63)$$

При використаному, в схемі цифрового фазообертача, способі формування сигналу виникає адитивне фазове запізнення вихідного сигналу, значення якого для 18 точок формування сигналу становить  $10^\circ$ . Це значення фазового зсуву повинно враховуватися при регулюванні. Тобто при необхідності встановити фазове запізнення рівне, наприклад -  $\varphi^0 = 50^\circ$ , код фазового зсуву має відповідати фазовому зсуву  $40^\circ$ .

Точність встановлення значень фазових зсувів цифровим фазообертачем з описаними вище параметрами (коефіцієнт ділення частоти рівний 3600) становить  $\pm 0,1^0$ .

### 3.2.4. Перетворення частоти, як спосіб розширення частотного діапазону фазометрів

#### Гетеродинний перетворювач

Розширення частотного діапазону входних сигналів фазометрів виконують з допомогою двоканальних перетворювачів частоти з метою перенесення значень вимірювальних зсувів фаз високочастотних сигналів на фіксовану низьку робочу частоту власне фазометру. Таке перетворення частоти може бути виконано з допомогою добре відомого гетеродинного перетворення частоти на основі використання нелінійних чотирьохполюсників – амплітудних модуляторів [12].

Для переносу з високої частоти на низьку фазового зсуву використовують двоканальний перетворювач частоти з загальним гетеродином – генератором, частота якого має відрізнятися від частоти сигналів на величину частоти вихідних низькочастотних сигналів. Подібна схема перетворення показана на рис.3-23.

Перетворення частоти в кожному каналі двоканального перетворювача відбувається шляхом виділення нижньої бокової частоти модуляції, що утворюється за рахунок перемноження відповідного входного сигналу з сигналом гетеродину у модуляторі [14]. При цьому частота сигналу гетеродину має відрізнятися від частоти входних сигналів на величину  $\Omega = \omega - \omega_r$ .

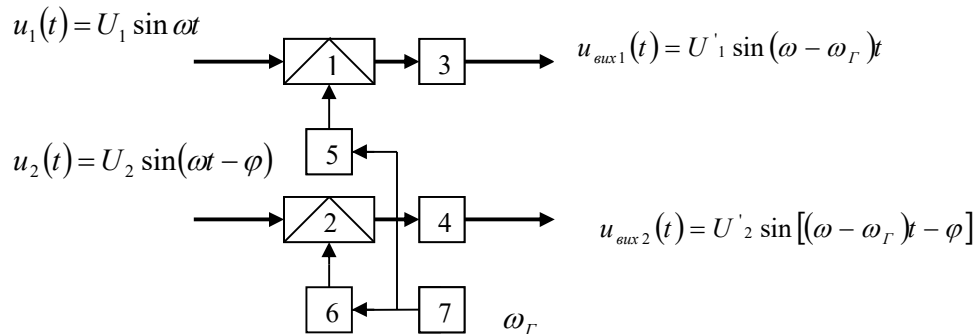


Рис. 3.23. Двоканальний гетеродинний перетворювач частоти  
1,2 – змішувачі (балансні або подвійні балансні модулятори); 3,4 – фільтри нижніх частот; 5,6 – невзаємні чотирьохполюсники; 7 – гетеродин.

Гетеродинний двоканальний перетворювач частоти для переносу на низьку (до 100 кГц) частоту фазового зсуву високочастотних сигналів має ряд недоліків, які впливають на точність такого переносу. Одним з таких недоліків є можливість взаємного паразитного проникання високочастотних сигналів між модуляторами через існуючий канал



підключення до цих модуляторів сигналу гетеродину. Взаємне проникання високочастотних сигналів здатне приводити до фазових похибок за рахунок векторного додавання паразитних сигналів до вхідних сигналів змінюючи їх початкові фази:

$$u_1'(t) = u_1(t) + K_{\Pi}(j\omega)u_2(t) \quad (3-64)$$

$$u_2'(t) = u_2(t) + K_{\Pi}(j\omega)u_1(t)$$

де-  $K_{\Pi}(j\omega)$  - передаточна функція каналу паразитного зв'язку.

Для зменшення такого взаємного проникання високочастотних сигналів використовують схеми модуляторів з еквіпотенціальним підключенням сигналів: балансні та подвійні балансні модулятори.

Ефективним способом суттєвого зменшення похибок за рахунок взаємного паразитного зв'язку між каналами перетворення частоти є підключення сигналу гетеродину з використанням однонаправлених електричних ланцюгів, які в радіотехніці дістали назву невзаємних чотириполіусників. Подібний чотириполіусник відрізняється тим, що в потрібному напрямку передає сигнал з мінімальним затуханням, але в протилежному напрямку сигнал практично не проходить за рахунок великого затухання.

Наявність паразитних ємностей між входами та виходами електричних чотириполіусників утруднює можливість створення на їх базі невзаємних ланцюгів. Подібні ланцюги можливо створювати на основі використання фізичних перетворень сигналів з одного виду в інший і навпаки. Реалізація невзаємних чотириполіусників в радіочастотному діапазоні може виконуватися на основі використання оптоелектронних пар, які передбачають включення в канал передачі перетворювача електричного сигналу в оптичний сигнал, його передачу оптичним каналом з наступним зворотним перетворенням в електричний сигнал.

Аналогічно можемо реалізувати подібний канал передачі електричного сигналу з проміжним його перетворенням в акустичний сигнал тієї ж частоти, що розповсюджується електронепровідним звукопровідним каналом і знову перетворюється в електричний сигнал. Подібні фізичні перетворення сигналів можемо реалізувати з допомогою п'єзоелектричних перетворювачів, які використовуються в акустичному неруйнівному контролі якості структури металу та інших твердих тіл.

Гетеродинне перетворення частоти може використовуватися лише для вузько смугових сигналів. З допомогою подібного перетворення не можна перенести спектр високочастотного сигналу на низькі частоти. Крім того певним недоліком гетеродинного перетворення частоти є складність його автоматизації, адже зміна частоти вхідних сигналів вимагає такої ж зміни частоти сигналу гетеродину. В цьому гетеродинне перетворення поступається розглянутому далі стробоскопічному перетворенню частоти.

### Стробоскопічний перетворювач частоти

Як і гетеродинне, стробоскопічне перетворення частоти передбачає перенесення параметрів високочастотних континуальних сигналів на низьку, як правило, фіксовану частоту. На відміну від гетеродинного перетворення стробоскопічне перетворення частоти здатне виконувати лінійну частотну трансформацію спектру широкосмугового сигналу утвореного вищими гармоніками.

Перетворення частоти високочастотного сигналу використовується шляхом його стробування – формування періодичних вибірок сигналу, що реалізується згідно схеми представленій на рис.3-24. Вибірки формуються з допомогою електронних ключів 1,4 (нелінійні елементи), на входи яких подається високочастотний сигнал частоти  $\omega_c$ . Для формування вибірок електронний ключ періодично відкривається короткими періодичними імпульсами частоти  $\omega_i$  тривалістю  $\tau_i \ll T_i = 2\pi/\omega_i$ . При вказаному співвідношенні тривалості періодичних імпульсів і їхнього періоду слідування  $T_i$  спектр такого імпульсного сигналу представлений вищими гармоніками є теоретично незатухаючим.

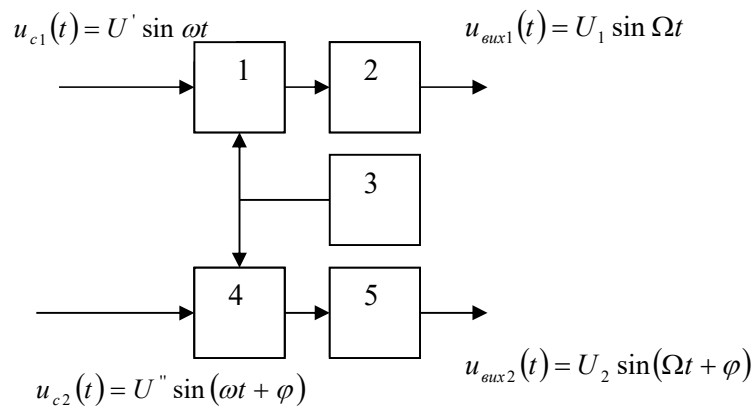


Рис. 3.24. Функціональна схема двоканального стробоскопічного перетворювача частоти

*1,4 – електронні ключі; 2,5 – фільтри нижніх частот; 3 – генератор періодичних імпульсів довжина яких значно менша періоду їх повторення.*

Використаємо пояснення стробоскопічного перетворення частоти на частотному рівні. Основною умовою подібного перетворення частоти є співвідношення частот сигналу, стробуючої імпульсної послідовності та частоти вихідного сигналу  $\Omega$ , що виділяється на виході ключа 1 з допомогою фільтру нижніх частот 2. Це співвідношення має вигляд:

$$\omega_c = k\omega_i + \Omega \quad (3.65)$$

де коефіцієнт  $k$  – ціле число – номер гармоніки стробуючого імпульсного сигналу, яка при перемноженні на нелінійному елементі

(електронному ключі) з високочастотним сигналом формує комбінаційну складову (нижню бокову частоту модуляції) частоти  $\Omega$ .

На рис. 3.25 приведені графіки напруг, що пояснюють принцип стробоскопічного перетворення частоти гармонійного сигналу частоти  $\omega_c$ . Перемноження цього сигналу з кожною гармонікою періодичного імпульсного сигналу, часова довжина якого незрівнянно менша за його період повторення, реалізоване завдяки не лінійності вольт-амперної характеристики керованих імпульсами електронного ключа для відбору вибірок високочастотного сигналу. В результаті таких перемножень утворюється комбінаційний спектр з найнижчою частотною складовою  $\Omega$ , яка вибирається значно нижчою за частоту стробуючого сигналу. Це дає можливість виділити такий сигнал з допомогою фільтру нижніх частот.

Перевагою стробоскопічного перетворення частоти у порівнянні з гетеродинним перетворенням є лінійний перенос на низькі частоти спектру широкосмугового високочастотного сигналу. Така трансформація спектру високочастотного сигналу представлено трьома своїми гармоніками показана на рис.3-26. Низькочастотний сигнал перетворювача частоти представляє собою повну копію високочастотного сигналу трансформованого в частотній області (стисненого за частотою або розтягнутого в часі). Подібне частотне перетворення дає можливість аналізувати шляхом прямого високочастотного вимірювання ряд недоступних для сучасної вимірювальної техніки параметрів високочастотних сигналів. Серед цих параметрів діюче значення електричних сигналів, коефіцієнт їх нелінійного спотворення, та інші параметри, в тому числі – фазовий зсув.

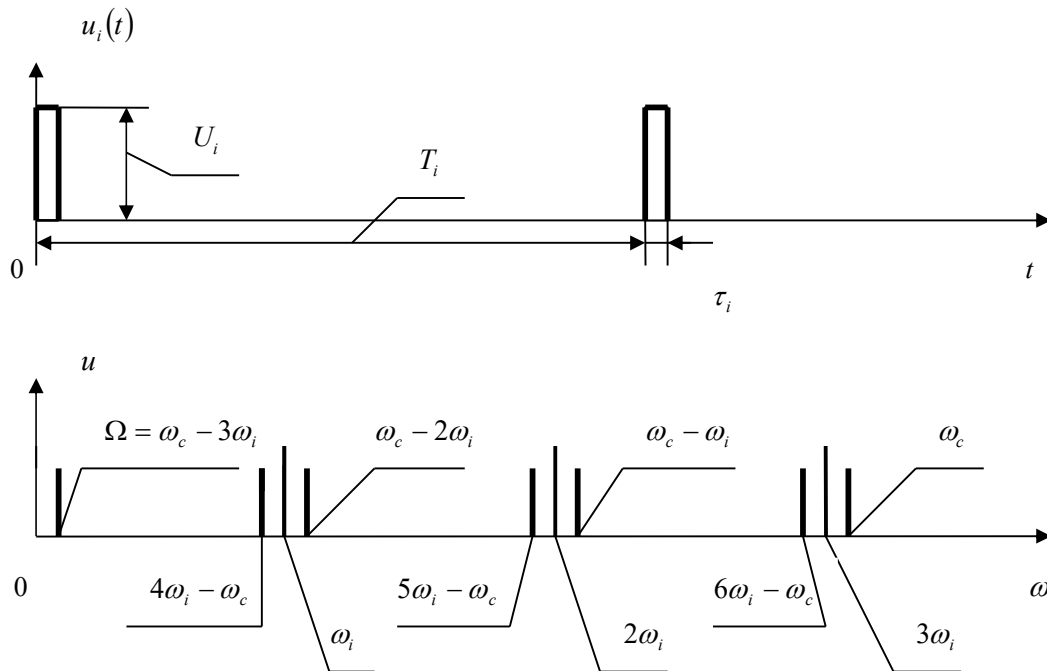


Рис. 3.25. Графіки напруг

Стробоскопічне перетворення частоти використовують для лінійного переносу у низькочастотну область спектру високочастотних сигналів у діапазоні (1 - 1000) МГц. Частотне обмеження викликане технічними можливостями генерації коротких періодичних імпульсних сигналів. В реальних системах стробоскопічного перетворення частоти для вказаного діапазону нами використовуються імпульси тривалістю 0,1 нс.

Практична реалізація стробоскопічного перетворення частоти дещо відрізняється від схеми представленої на рис. 3.27. Для того, щоб рівень сигналів на виході перетворювача мало відрізнявся від рівня вхідних сигналів використовується апроксимація кривої вихідних сигналів шляхом використання екстраполяції нульового порядку кожної чергової вибірки на інтервалі періоду цих вибірок. Така екстраполяція реалізується з допомогою конденсаторів на виходах електронних ключів, які в момент вибірки заряджаються до відповідного миттєвого значення вхідних сигналів практично зберігаючи заряд до нової вибірки.

Перепишав вираз (3.5) через значення періоду сигналів отримаємо зручний вираз для визначення тривалості періоду вихідного сигналу стробоскопічного перетворювача частоти:

$$T_{\text{вих.}} = T_i \frac{T_c}{\Delta T} \quad (3.66)$$

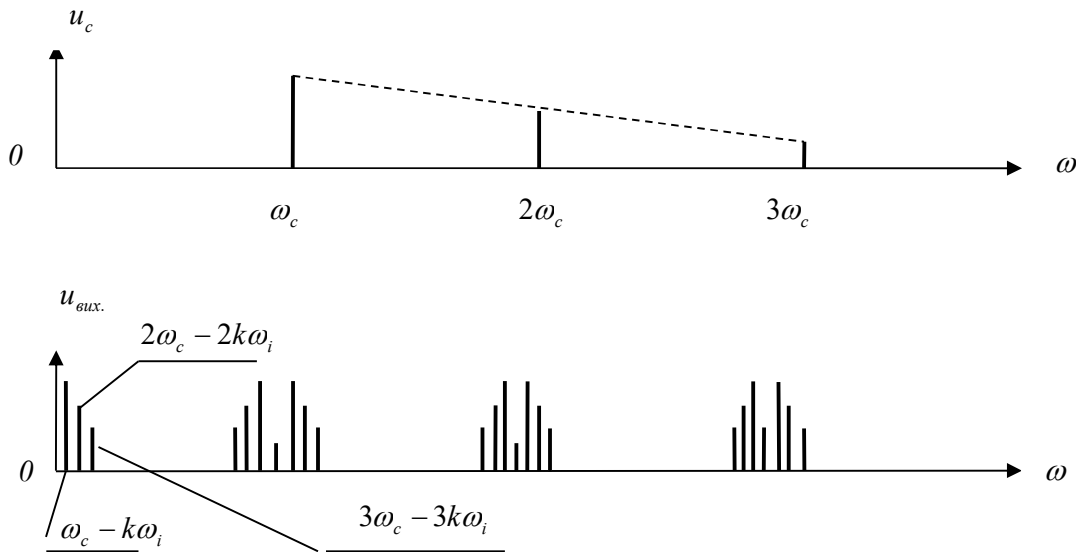


Рис. 3.26. Графік комбінаційного спектру стробоскопічного перетворення частоти широкопasmового високочастотного сигналу

$T_c, T_i, T_{\text{вих.}}$  - часова тривалість періодів відповідно вхідних сигналів, періодичних імпульсів вибірок та вихідних сигналів  $\Delta T = T_i - kT_c$  - крок стробування ( $\Delta T \ll T_c$ ).

При виборі кроку стробування високочастотного сигналу значно меншим за період цього сигналу вихідний сигнал перетворювача має практично синусоїдальну форму. Крім основної гармоніки у спектрі синтезованого сигналу присутні малі за рівнем складові, частота яких починається з гармоніки за номером  $n = T_c / \Delta T$ . Повне подавлення вищих

гармонік вихідного сигналу досягаємо з допомогою найпростішого фільтру нижніх частот.

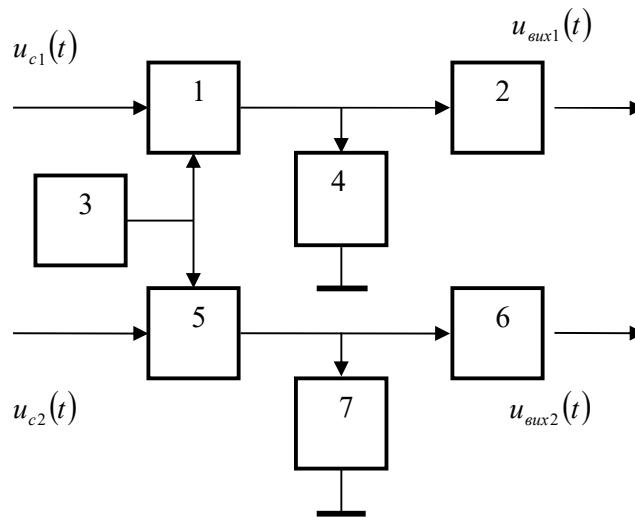


Рис. 3.27. Функціональна схема двоканального стробоскопічного перетворювача частоти для розширення частотного діапазону фазометрів  
1,5 – електронні ключі; 2,6 – фільтри нижніх частот; 3 – генератор стробуючого імпульсного сигналу; 4,7 – аналогові пристрої пам'яті (конденсатори).

### 3.2.5. Масштабні перетворення фазових зсувів

Фазовий зсув, не дивлячись на його відносну природу, піддається масштабному перетворенню: фазовий зсув двох гармонійних коливань можемо ділити і множити. Ділення фазового зсуву досягається шляхом ділення частоти сигналів. Ділення частоти сигналів можемо виконати з допомогою тригерних лічильників. Ділення частоти в  $K$  раз приводить до ділення фазового зсуву в таке ж саме число раз.

Використання протилежної дії – множення частоти здатне привести до множення фазового зсуву. Проте виникає питання, як виконати синхронне збільшення частоти двох сигналів, щоб не викликати появу похибки у значенні їх фазового зсуву. Множення частоти шляхом нелінійного спотворення форми сигналів з наступним виділення відповідних гармонік не є коректним методом множення фазового зсуву. Причиною цьому є невизначеність з початковими фазами гармонік сигналів. Для виділення високочастотної гармоніки необхідно використовувати високо добротний смуговий фільтр, висока крутизна фазочастотної характеристики якого в умовах нестабільності параметрів елементів схеми фільтра є також джерелом значних фазових похибок.

Існує можливість множення в задане число раз зсувів фаз когерентних сигналів при виконанні стробоскопічного перетворення частоти високочастотного сигналу додаткового генератору. При цьому форму гармонійних сигналів, фазовий зсув яких необхідно помножити у задане число раз, змінюємо так, щоб їх моментам перетину нульового рівня при додатній похідній відповідали своїм часовим положенням

короткі імпульси, часова тривалість яких була б незрівнянно менша за період повторення.

Подібну зміну форми гармонійних сигналів можемо досягти з допомогою лінійного підсилення цих сигналів з метою збільшення крутизни у області перетину нульового рівня. Для гарантії лінійного підсилення сигналів електронними підсилювачами і збереженням таким чином незмінним часове положення точок перетину нульового рівня сигналів на входах підсилювачів (рис. 3.28) перед підсилювачами встановлюються схеми симетричних двохсторонніх обмежувачів.

Вихідні сигнали підсилювачів подаються на входи тригерів Шмітта 3,10 для формування прямокутних сигналів з крутизною передніх фронтів, що не залежать від рівня сигналів на входах двохсторонніх обмежувачів. Далі отримані сигнали диференціюються  $RC$ -ланцюжками 4, 11 з малою постійною часу заряду ємностей. Утворені таким чином короткі додатні періодичні імпульси використовуються для стробування сигналу високої частоти  $\omega_r$  додаткового генератору 15 шляхом формування вибірок сигналу цього генератору з допомогою ключів 5, 12. Екстраполятор нульового рівня – аналогова пам'ять на базі конденсаторів 6, 13, забезпечує формування синусоїдальних сигналів частоти  $\Omega = \omega_r - k\omega_c$ ,  $\Omega \ll \omega_c$  які виділяються на виходах фільтрів нижніх частот 7, 14.

Для пояснення принципу множення фазового зсуву вхідних сигналів використовуємо вищенаведене співвідношення між частотою  $\omega_c$  вхідних сигналів - частотою вибірок сигналу високочастотного генератору ( $\omega_r$ ) та частотою  $\Omega$  вихідних сигналів ( $\Omega = \omega_r - k\omega_c$ ).

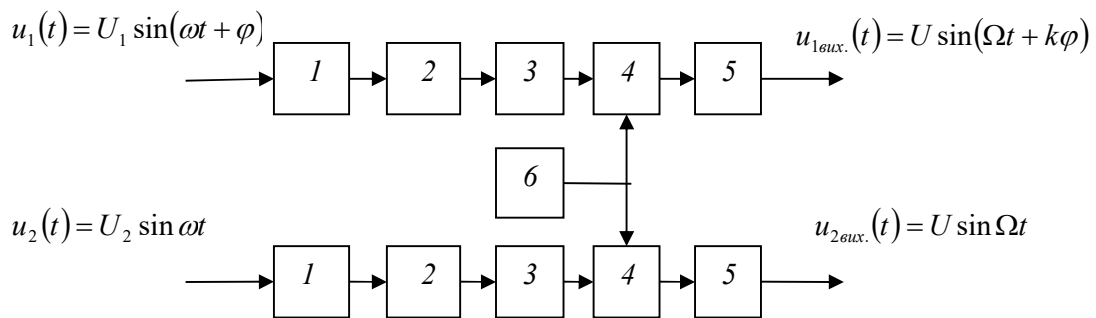


Рис. 3.28. функціональна схема множення фазового зсуву

- 1- двосторонній симетричний обмежувач сигналу; 2 – підсилювач;  
3 - диференційний ланцюг; 4 – електронний ключ;  
5 – фільтр нижніх частот; 6 – високочастотний генератор.

Згідно цьому співвідношенню, множення фазового зсуву вхідних сигналів відбувається за рахунок формування низькочастотних вихідних сигналів частоти  $\Omega$ , як результат перемноження сигналу високочастотного генератору з  $k$ -тою гармонікою вхідних сигналів після їх перетворення в періодичні імпульсні послідовності. Враховуючи, що

фазовий зсув  $k$ -тих гармонік вхідних сигналів в  $k$  раз перевищує фазовий зсув основних (перших) гармонік, перемноження цих  $k$ -тих гармонік вхідних сигналів з сигналом високочастотного генератору приводить до утворення низькочастотних сигналів частоти  $\Omega = (\omega_r - k\omega_c)$  з різницею фаз рівною  $k\varphi$ .

Максимальне значення коефіцієнту множення фазового зсуву сигналів залежить від співвідношення їх періоду до довжини коротких імпульсів формованих шляхом диференціювання фронтів прямокутних імпульсних сигналів на виходах тригерів підсилювачів 2. Якщо частота вхідних сигналів не перевищує  $10 \text{ кГц}$ , а тривалість формованих імпульсів не перевищує  $0,01 \text{ мкс}$ , можливий коефіцієнт множення різниці фаз сигналів може сягати 100. При частоті вихідних сигналів рівній  $1 \text{ кГц}$  частота генератору  $\omega$  має становити  $1,001 \text{ МГц}$ .

Як і при стробоскопічному перетворенні частоти з метою збільшення амплітуди вихідних сигналів до рівня амплітуди сигналу високочастотного генератору формування цих сигналів виконується з використанням екстраполяції нульового порядку шляхом зберігання значень вибірок сигналу генератору з допомогою аналогової пам'яті – конденсаторів.

### 3.2.6. Вимірювання кумулятивних фазових зсувів

#### Багаточастотний метод визначення кумулятивного фазового зсуву

Класичне визначення різниці фаз двох когерентних сигналів відповідає значенню, що не перевищує межу однозначності – фазового циклу сигналів:  $0^\circ \leq \varphi^0 \leq 360^\circ$  ( $0 \leq \varphi_{\text{рад.}} \leq 2\pi$ ). Проте у багатьох випадках при дослідженні розповсюдження сигналів чотириполіусниками з затримкою  $\tau \gg T_c$  (тут  $T_c$  – період сигналу) представляє інтерес вимірювання накопичених за час  $\tau$  фазових зсувів  $\theta = N360^\circ + \varphi^0$  ( $\theta_{\text{рад.}} = N2\pi + \varphi_{\text{рад.}}$ ), де  $N$  – ціле число фазових циклів. Подібний фазовий зсув називаємо кумулятивним.

Вимірювання кумулятивних фазових зсувів  $\theta$  вимагає вимірювання фазового зсуву  $0^\circ \leq \varphi^0 \leq 360^\circ$  і безпомилкового визначення цілого числа фазових циклів  $N$ , що і є основною проблемою реалізації подібних вимірювань. Розглянемо варіанти вирішення цієї проблеми.

Залежність швидкості розповсюдження електромагнітних сигналів вздовж еквівалентних чотирьохполіусників великої лінійної довжини і залежна від цієї швидкості фазочастотна характеристика таких чотирьохполіусників розрахованих на пропуск сигналів у широкому діапазоні частот є нелінійною повільною функцією. Прикладом таких чотирьохполіусників може бути широкосмугова кабельна лінія передачі інформації, фізичний тракт розповсюдження оптичного сигналу системи фазової дальнометрії, канал розповсюдження ультразвукового сигналу, тощо. Для подібних чотирьохполіусників визначення величини часової

затримки сигналу на заданій високій частоті може виконуватися шляхом визначення кумулятивного значення фазового зсуву за результатами вимірювання класичного значення фазового зсуву на ряді частот, які відрізняються на порядок. Продемонструємо це на конкретному прикладі.

*Приклад.* Нехай чотириполіусник з широкою частотною характеристикою забезпечує величину часової затримки сигналу рівну  $\tau = 12,53$  нс. Необхідно визначити кумулятивний фазовий зсув вихідного сигналу відносно фази вхідного сигналу на частоті 10 МГц. Зрозуміло, що безпосередньо вимірюючи фазовий зсув на вказаній частоті ми зможемо визначити фазовий зсув лише в межах однозначності (фазового циклу), яка за довжиною часового інтервалу не перевищує довжини періоду колювання -  $10^{-7}$  с. Фазометр виміряє фазовий зсув, який дорівнює наступному значенню:

$$\varphi^0_1 = \tau \cdot f \cdot 360^\circ = 45108^\circ = 125 \cdot 360^\circ + 108^\circ \rightarrow 108^\circ$$

Фазометр на своєму цифровому табло представить результат, як  $108^\circ$ . Після цього виконаємо наступне вимірювання зменшивши частоту сигналів в 10 раз, тобто – на частоті 1 МГц. Новий результат вимірювання становитиме:

$$\varphi^0_2 = 12 \cdot 360^\circ + 190,8^\circ \rightarrow 190,8^\circ$$

Далі виконаємо аналогічне вимірювання на частоті 0,1 МГц:

$$\varphi^0_3 = 1 \cdot 360^\circ + 91^\circ \rightarrow 91^\circ$$

Останнє вимірювання виконаємо на частоті 10 кГц:

$$\varphi^0_4 = 45,1^\circ$$

Часова затримка сигналу чотириполіусника менша за період останньої частоти 10 кГц, тому результат вимірювання фазового зсуву є однозначним. Тепер переписемо отримані результати вимірювання з урахуванням зростання межі однозначного вимірювання в таблицю зберігаючи масштаб отриманих значень фазових зсувів:

$\varphi_4$	0	4	5,	1			
$\varphi_3$		0	9	1,	0		
$\varphi_2$			1	9	0,	8	
$\varphi_1$				1	0	8,	0

Формування сумарного числа – результату вимірювання фазового зсуву на верхній частоті 10 МГц починаємо з останнього розряду результату вимірювання на цій частоті, який становить 0. Наступний розряд числа представляється останнім розрядом результату вимірювання на частоті, яка відрізняється на порядок (1 МГц) від попередньої. Якщо частотна похибка вимірювання в інтервалі двох сусідніх частот не перевищує  $0,5^\circ$ , то числа в розряді десятої долі результату вимірювання на частоті 1 МГц і розряді одиниць результату вимірювання на частоті 10 МГц цих двох вимірювань повинні відрізнятися на величину меншу за  $0,5$ . Якщо ця умова виконується число даного розряду результату вимірювання на частоті 10 МГц є правильним. В даному випадку це число 8.



Далі таким же способом визначається правильність наступного розряду шляхом порівнювання числа розряду одиниць результату вимірювання на частоті 1 МГц з числом розряду десятої долі результату вимірювання на частоті 0,1 МГц. Продовжуючи таким чином формуються всі розряди числа кумулятивного фазового зсуву на максимальній частоті сигналу (в даному випадку – 10 МГц). В результаті отримуємо число 45108 – сумарний фазовий зсув у градусах.

Дана методика використовувалася нами для визначення фактичної фазової довжини кабельних ліній з урахуванням фактичних і паразитних параметрів приєднаного навантаження на верхній високій частоті сигналу.

### Двохчастотний метод вимірювання кумулятивних фазових зсувів

Даний метод передбачає визначення кумулятивного зсуву фаз вихідного сигналу чотирьохполюсника шляхом вимірювання фазового зсуву на робочій частоті та його порівняння зі значенням фазового зсуву сигналу на дещо збільшеній частоті [18]. Причому приріст фазового зсуву за рахунок збільшення частоти повинен бути меншим значення фазового циклу ( $360^\circ$ ). Пояснимо цей вибір частоти на графіках зміни фази сигналів (Рис.3-29).

Згідно графіку зміни поточної фази основного сигналу частоти  $f_c - \omega_c t$  [радіан], або  $360^\circ f \cdot t$  [градусів] за час затримки цього сигналу чотириполюсником рівним  $\tau$  кумулятивний фазовий зсув становить  $\theta_c^0 = N360^\circ + \varphi^0$ . Результат вимірювання фазового зсуву з допомогою фазовимірювального перетворювача представляється, як  $\varphi^0$ .

Допоміжний сигнал формується зміною частоти задаючого генератору на величину  $\Delta f$  ( $f_o = f_c + \Delta f$ ), контролюючи, щоб приріст фазового зсуву  $\Delta\theta^0$  не перевищив діапазону однозначності:  $\Delta\theta^0 = 360^\circ \Delta f \cdot \tau < 360^\circ$ . Тобто приріст частоти сигналу  $\Delta f$  для виконання вимірювання при частоті  $f + \Delta f$  повинен задовольняти умові:  $\Delta f < (1/\tau)$ . Таким чином кумулятивний фазовий зсув сигналу частоти  $f_o$  зростає ( $\theta_o^0 = N360^\circ + \gamma^0$ ), де

$$\gamma^0 = \varphi^0 + 360^\circ \Delta f \cdot \tau,$$

Невелика зміна частоти сигналу при умові  $N \gg 1$  дозволяє знехтувати частотною дисперсією швидкості розповсюдження сигналів і таким чином для цих обох сигналів час затримки вважається однаковим і становить  $\tau$ .

Значення фазового зсуву  $\varphi^0$  в реальному випадку може бути любым в межах від  $0^\circ$  до  $360^\circ$ . У випадку його значення близького до  $360^\circ$  навіть невеликий приріст частоти здатен вивести значення фазового зсуву на частоті  $(f + \Delta f)$  за межі границь фазового циклу:  $360^\circ (f + \Delta f) \tau = 360^\circ + \gamma^0$  (рис. 3-30, б.). У такому випадку приріст фазового зсуву ( $360^\circ \Delta f \cdot \tau$ ) приводить до перевищення фазовим зсувом межі фазового циклу:

$\gamma^0_{\text{факт.}} = 360^0 + \gamma^0$ , де  $\gamma^0 < \varphi^0$  є результатом вимірювання фазового зсуву  $\gamma^0_{\text{факт.}}$ .

Враховуючи знак різниці результатів вимірювання на частоті  $f$  та  $(f + \Delta f)$  та вимірюючи частоти сигналів  $f$  та  $f + \Delta f$  з достатньою точністю з допомогою частотоміру, а фазові зсуви  $\varphi^0, \gamma^0$  з допомогою фазометру можемо скласти наступні рівняння для значення часу затримки  $\tau$  цих сигналів.

$$\tau = \frac{1}{360^0 f_c} (N 360^0 + \varphi^0), \quad 0 < \varphi^0 < 360^0 \quad (3.67)$$

$$\tau = \frac{1}{360^0 (f_c + \Delta f)} \{N 360^0 + \gamma^0 - 360^0 [Sgn(\gamma - \varphi) - 1]\}, \quad (3.68)$$

Прирівнюючи праві частини приведених виразів визначаємо ціле число фазових циклів в значенні кумулятивного фазового зсуву:

$$N = \left\lceil \frac{\{\gamma^0 - 180^0 [Sgn(\gamma - \varphi) - 1]\} f_c - \varphi^0 (f_c + \Delta f)}{360^0 \Delta f} \right\rceil^+ \quad (3.69)$$

При цьому значення кумулятивного фазового зсуву на частоті  $f$  дорівнює:

$$\theta = \left\lceil \frac{\{\gamma^0 - 180^0 [Sgn(\gamma - \varphi) - 1]\} f_c - \varphi^0 (f_c + \Delta f)}{360^0 \Delta f} \right\rceil^+ 360^0 + \varphi^0 \quad (3.70)$$

Визначення цілого числа фазових циклів в значенні кумулятивного зсуву не вимагає надто високої точності вимірювання фазових зсувів сигналів. Проте допустима похибка вимірювання залежить від числа  $N$  та величини різниці частот, тобто від різниці значень фазових зсувів  $\varphi^0$  та  $\gamma^0$ . Чим більше ціле число фазових циклів у значенні кумулятивного фазового зсуву, тим точніше потрібно вимірювати фазові зсуви.

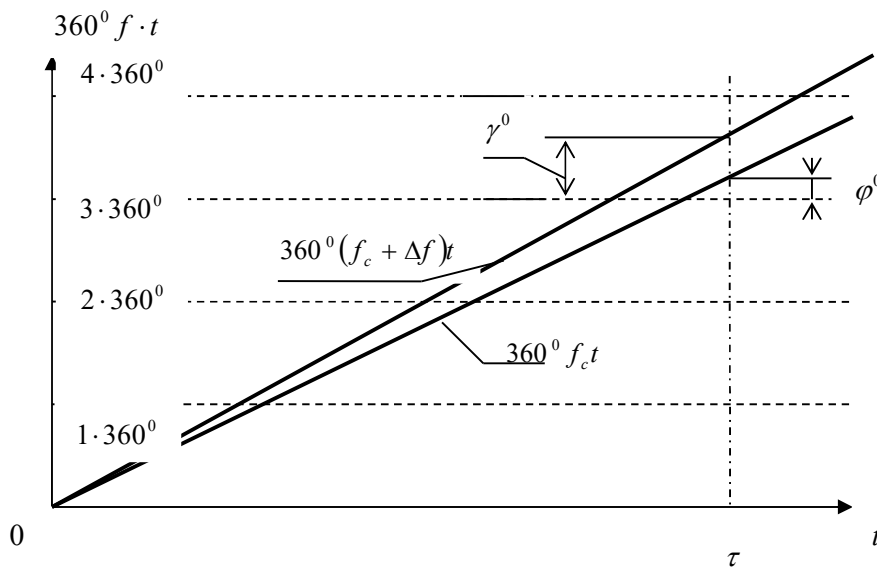


Рис. 3.29. Графік поточних фаз сигналів

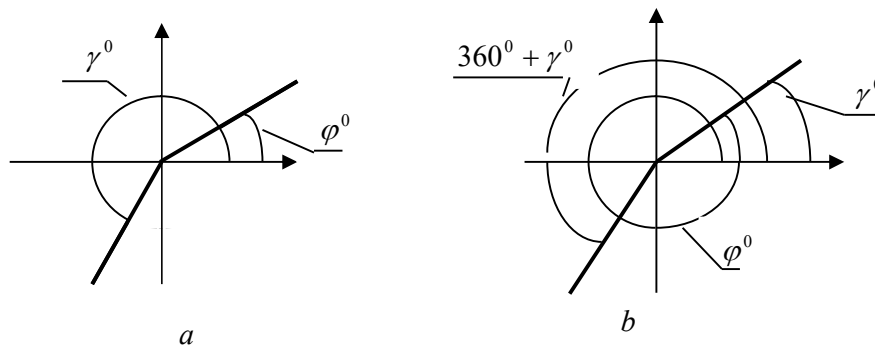


Рис. 3.30

Так для випадку  $10 < N < 20$  при різниці фазових зсувів  $\varphi^0$  та  $\gamma^0$  не менше за  $100^\circ$  допустима похибка вимірювання може становити декілька градусів, проте при  $100 < N < 150$  похибка не повинна перевищувати  $\pm (0,2 - 0,3)^\circ$  незалежно від частоти сигналів. Подібні вимоги не викликають проблем, адже точність серійних фазометрів у широкому частотному діапазоні становить, як правило,  $\pm 0,1^\circ$ .

До недоліків розглянутої методики визначення кумулятивних фазових зсувів можемо віднести необхідність вимірювань фазових зсувів на двох близьких за значеннями частотах. Критичним моментом є визначення величини приросту частоти. Необхідність виконання двох послідовних у часі вимірювань на близьких за значеннями частотах накладає додаткові умови на стабільність частот сигналів.

Генерацію сигналів частоти  $f$  та  $f + \Delta f$  доцільно виконувати з допомогою синтезатору частоти, що дозволить забезпечити необхідну стабільність частот, з однієї сторони, та виконати підбір величини зміщення частоти додаткового сигналу  $\Delta f$  за значенням приросту фазового зсуву, з іншої сторони.

#### **Визначення кумулятивних фазових зсувів шляхом підрахунку числа цілих фазових циклів.**

Вимірювання кумулятивних фазових зсувів можемо виконати окремо вимірюючи фазовий зсув  $\varphi^0$  з допомогою фазометру та визначаючи ціле число фазових циклів, як різницю поточних кодів двох лічильників, один з яких постійно виконує підрахунок числа періодів опорного сигналу, наприклад - сигналу задаючого генератора, а другий постійно виконує підрахунок числа періодів вихідного сигналу. На інтервалі  $t > \tau$ , де  $\tau$  - час запізнення сигналів, при використанні безперервних коливань різницевий код лічильників є стаціонарним. Зчитування різниці поточних кодів лічильників можемо виконати програмно з допомогою мікропроцесору, або шляхом зчитування такого коду з тригерів другого лічильника, який підраховує число періодів коливань вихідного сигналу чотирьохполюсника, в момент повного заповнення першого лічильника (в момент встановлення на цьому лічильнику нульового коду). При цьому

число розрядів лічильників вибираємо явно більшим за можливе ціле число фазових циклів кумулятивного фазового зсуву.

Для того, щоб уникнути промаху при підрахунку цілого числа фазових циклів у значенні кумулятивного фазового зсуву доцільно виконувати підключення сигналу генератору до еквівалентного чотирьохполюсника в момент перетину ним нульового значення. Це дозволить уникнути перехідного процесу встановлення амплітуди сигналу, що виключить помилку у підрахунку числа періодів коливання тригерним лічильником.

Як правило, чотириполюсники з часовою затримкою сигналів  $\tau \gg T_c$ , де  $T_c$  - період сигналів, мають широкосмугові властивості. Адже мова йде про лінії зв'язку, тракти розповсюдження ультразвукових сигналів, тощо. Незначний перехідний процес встановлення амплітуди вихідних сигналів подібних еквівалентних чотириполюсників не приводить до пропуску числа періодів лічильником імпульсів.

Даний метод вимірювання кумулятивних фазових зсувів може використовуватися і для радіоімпульсних сигналів. В цьому випадку визначення цілого числа фазових циклів виконується шляхом відрахування різницевого коду лічильника, що рахує періоди безперервного сигналу задаючого генератору, та лічильника, який підраховує число періодів коливання прийнятого радіоімпульсу, але лише під час існування цього радіоімпульсу.

Замість використання двох лічильників числа періодів коливань та зчитування різницевого коду цих лічильників можемо використати реверсивний лічильник з підключення вимірювального сигналу та сигналу генератору відповідно на входи з підрахунком наростаючим та віднімальним підсумком. При цьому обов'язково використовуються відповідні логічні схеми для запобігання помилок лічильника при співпаданні сигналів у часі.

### **3.2.7. Експериментальна перевірка параметрів точності фазовимірювальний перетворювачів**

В вимірювальній техніці прийнято виконувати експериментальну перевірку засобів вимірювання з допомогою спеціально виготовлених еталонів фізичних величин та зразкових вимірювальних засобів. Так існує еталон ваги (1 кг), еталон напруги, еталон сили струму, то що. Подібні еталони та зразкові засоби вимірювальної техніки зберігаються у метрологічних закладах і використовуються для повірки вимірювальних приладів та систем шляхом порівняння їх показань.

Фазовий зсув, як було сказано вище, не є фізичною величиною. Це відносний параметр, що відображає стан (фазу) одного процесу відносно стану (фази) іншого когерентного йому процесу. У нашому випадку

такими процесами є два когерентні сигнали певної частоти. Тому досить важко уявити собі можливість відтворення еталону фазового зсуву двох сигналів навіть на фіксованій частоті, адже величина фазового зсуву подібного еталону залежить ще й від вхідних параметрів (вхідного опору, вхідної ємності) фазометру, вплив яких є функцією частоти вхідних сигналів.

Розглянемо розроблену нами методику експериментального визначення мультиплікативної похибки фазометрів на всій довжині шкали фазових зсувів, що використовує натуральний еталон зсуву фаз сигналів значення якого дорівнює  $360^\circ$  [11]. Відтворюється подібний еталон фазового зсуву з допомогою обертових електромеханічних фазообертачів індуктивного чи ємнісного типів встановлених на входах досліджуваного фазометру. Один оберт ротору подібних фазообертачів вносить рівно  $360^\circ$  фазового зсуву. Цей приріст фази тим точніший, чим точніше ми повернемо ротор рівно на один оберт, для чого в таких фазообертачах для повороту осі ротору використовують вернерний пристрій.

Для реалізації такої методики перевірки фазометрів необхідні два електромеханічних фазообертачі. При цьому вимоги вимірювання кутів повороту роторів фазообертачів взагалі відсутні. Проте для одного з них потрібно мати бодай одну відмітку положення ротору відносно статора з метою якомога точніше визначати приріст фазового зсуву вихідного сигналу рівного  $360^\circ$ , що відповідає кожному цілому оберту ротору.

Перш ніж перейти до пояснення суті методики експериментальної перевірки точності фазометрів уточнимо значення шкали фазових зсувів, похибки вимірювання яких може виконуватися даною методикою. Використовуючи, як зразкове значення фазовий зсув рівний  $n360^\circ$ , де  $n = 1, 2, \dots$  – ціле число, визначення похибок вимірювання можливе в точках шкали фазових зсувів, значення яких є кратними цілому числу фазових циклів. Такими точками шкали є значення, що відповідають цілому числу ділення на них значення  $n360^\circ$ . Наприклад:  $30^\circ, 36^\circ, 40^\circ, 45^\circ, 60^\circ, 90^\circ$ , тощо. Як бачимо точок шкали фазометру достатньо, щоб оцінити точність вимірювання і виявити чітку залежність похибок вимірювання від значення фазового зсуву.

Пояснимо сутність методики перевірки похибки фазометру на конкретному прикладі - визначимо похибку вимірювання фазового зсуву в точці шкали фазометру  $90^\circ$ . Спочатку виконаємо необхідні регулювання в самому фазометрі направлені на усунення адитивної похибки вимірювання шляхом підключення на обидва його входи одного й того ж сигналу генератору. Внутрішніми регулюваннями фазометру добиваємось його показань, що відповідають нулю – значенню фазового зсуву сигналів на входах.

Після цього підключення сигналів генератору 1 на входи фазометру виконуємо з допомогою фазообертачів 2, 3 (рис. 3.31), наприклад – індуктивного типу. Фазообертач 2, який має мітку на своїй шкалі для фіксації хоч би одного кутового положення, встановлюється в це

положення, а іншим фазообертачем 3 добиваємось нульового відліку на цифровому табло фазометру. Цим регулюванням за рівнем чутливості фазометру (чутливість фазометрів, як правило, достатньо висока) виставляється нульовий фазовий зсув сигналів на його входах.

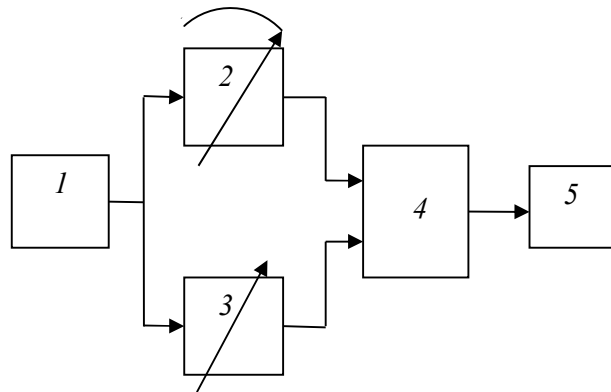


Рис. 3.31. Схема перевірки фазо-вимірювального перетворювача

1 – генератор; 2 – фазообертач з шкалою кута повороту ротору;  
3 – фазообертач; 4 – фазо-вимірювальний перетворювач; 5 - табло.

Наступною дією є встановлення з допомогою фазообертача 2 показання на табло фазометру рівне точці шкали вимірюваних фазових зсувів -  $\alpha_1 = 90^\circ$ . При цьому фактичне значення встановленого фазового зсуву сигналів на входах фазометру відрізняється від показань на табло на величину похибки вимірювання  $\Delta\varphi_{90^\circ}$  в даній точці шкали:  $\varphi_{1\text{факт.}} = 90^\circ - \Delta\varphi_{90^\circ}$ . Після цього з допомогою фазообертача 3 встановлений фазовий зсув компенсуємо добиваючись знову нульового показання фазометру.

Наступна операція полягає в тому, що ми знову вводимо фазообертачем 2 фазовий зсув добиваючись показання фазометру  $\alpha_2 = 90^\circ$ , вводячи фактичний фазовий зсув  $\varphi_{2\text{факт.}} = 90^\circ - \Delta\varphi_{90^\circ}$  і фазообертачем 3 введений фазовий зсув компенсуємо контролюючи нульове показання на табло фазометру. В результаті двох проведених маніпуляцій фазообертачем 2 введено сумарний фазовий зсув, який дорівнює  $\varphi_{1\text{факт.}} + \varphi_{2\text{факт.}} = 180^\circ - 2\Delta\varphi_{90^\circ}$ .

Аналогічні операції з введення фазового зсуву повторюємо ще раз добиваючись показань на табло фазометру  $\alpha_3 = 90^\circ$ , що відповідає сумарному фазовому зсуву вихідного сигналу фазообертача 2 рівного  $270^\circ - 3\Delta\varphi_{90^\circ}$ .

Знову встановлюємо показання фазовимірювального пристрою рівним  $90^\circ$  змінюючи фазу сигналу фазообертачем 2 компенсуючи це показання до нуля з допомогою фазообертача 3. Якби похибка вимірювального перетворення була відсутня фазообертач 2 повернувся б в своє фіксоване кутове положення. Проте через наявність похибки, яка

згідно рис. 3.32 є від'ємною, чотири набори фазового зсуву значеннями  $90^\circ$  кожний внесли сумарний фазовий зсув  $4(90^\circ - \Delta\varphi_{90^\circ})$ .

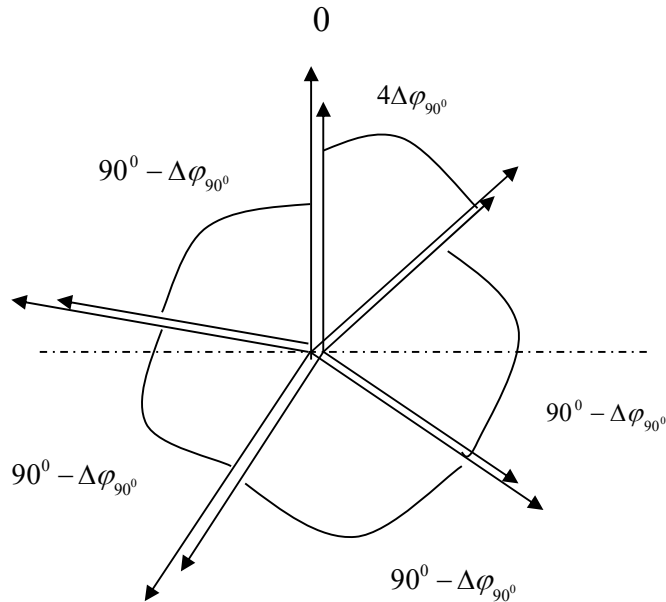


Рис.3.32. Послідовність операцій при визначенні похибки вимірювання фазового зсуву рівного  $90^\circ$ .

Останньою операцією є поворот фазообертача 2 в тому ж напрямку до положення, що фіксується точкою на його шкалі початку відліку кута повороту ротору. Сумарний фазовий зсув вихідного сигналу цього фазообертача дорівнює  $360^\circ$  з точністю, що відповідає точності встановлення кутового положення його ротору. Як правило, ця точність набагато перевищує точність реальних фазометрів. Для підвищення точності встановлення ротору фазообертача в задане положення можемо використати верн'єрний або інший аналогічний пристрій.

При умові відсутності похибки вимірювання в даній точці шкали фазових зсувів показання фазометру відповідали б значенню  $\varphi_k = 0^\circ$ . Реально останній внесений фазовий зсув становить:

$$\varphi_k = 4\Delta\varphi_{90^\circ} \quad (3.71)$$

Тоді виходячи з (3-71) похибка вимірювання фазових зсувів вхідних сигналів фазометру в точці його шкали  $90^\circ$  становила б:

$$\Delta\varphi_{90^\circ} = \frac{\varphi_k}{4} \quad (3.72)$$

При роботі з цифровими фазометрами циклічної дії встановлення за показниками табло певних значень зсуву фаз вхідних сигналів займає, як правило, чимало часу. Враховуючи те, що залежність мультиплікативної похибки фазометрів описується повільною залежністю цієї похибки від значень зсувів фаз можемо дещо спростити описану вище методику

допускаючи точність встановлення та компенсації введених значень фазових зсувів на рівні  $\pm 3^0$ .

На попередньому прикладі визначення похибки вимірювання значень фазових зсувів в точці шкали  $90^0$  після корекції адитивної похибки фазометру та встановлення ротору фазообертача 2 у фіксоване положення фазообертачем 3 добиваємось відліку на табло фазометру у межах  $-3^0 < \beta_1 < +3^0$  замість встановлення нульового відліку. Після цього фазообертачем 2 вводимо значення фазового зсуву встановлюючи на табло відлік в межах  $(90^0 - 3^0) < \alpha_1 < (90^0 + 3^0)$ , а фазообертачем 3 компенсуємо введений фазовий зсув до значення  $-3^0 < \beta_2 < +3^0$ .

Знову фазообертачем 2 вводимо фазовий зсув до отримання показань табло  $(90^0 - 3^0) < \alpha_2 < (90^0 + 3^0)$ , а фазообертачем 3 компенсуємо цей зсув до значення  $-3^0 < \beta_3 < +3^0$ .

Третій, а потім четвертий рази повторюємо набір і компенсацію фазового зсуву. Після цього фазообертач 2 встановлюється в у своє фіксоване положення і зчитується показання фазометру  $\alpha_4$ . Значення похибки вимірювання фазового зсуву в точці шкали  $90^0$  знаходимо з наступного виразу:

$$\Delta\varphi_{90^0} = \frac{360^0 - (\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 + \alpha_4) + (\beta_1 + \beta_2 + \beta_3 + \beta_4)}{4} \quad (3.73)$$

В загальному випадку формулу (3.73) перепишемо в наступному вигляді:

$$\Delta\varphi_\alpha = \frac{n360^0 - \left( \sum_{i=1}^{\frac{n360}{\alpha}} \alpha_i - \sum_{i=1}^{\frac{n360}{\alpha}} \beta_i \right)}{\frac{n360}{\alpha}} \quad (3.74)$$

де  $n$  – кількість повних поворотів ротору фазообертача 2, якому відповідає кратність значення точки шкали фазових зсувів еталонному зсуву  $n360^0$ .

Індукційні та ємнісні колові фазообертачі можуть використовуватися лише на порівняно низьких частотах. При необхідності виконання перевірки високочастотних фазометрів можуть використовуватися фазообертачі на основі регульованих ліній затримки. При умові правильного узгодження вихідних імпедансів регульованої лінії затримки з вхідним імпедансом фазометру можемо спираючись на високу чутливість фазометру зарані встановити значення точок шкали лінії затримки, яким відповідає приріст фазового зсуву в  $360^0$ . Після цього алгоритм визначення похибки фазометру в вибраній точці шкали фазових зсувів нічим не відрізняється від описаного вище.



## РОЗДІЛ IV. УЛЬТРАЗВУКОВІ СИСТЕМИ КОНТРОЛЮ ФІЗИЧНИХ ПАРАМЕТРІВ ТА СУЦІЛЬНОСТІ ВНУТРІШНЬОЇ СТРУКТУРИ МАТЕРІАЛІВ

### 4.1. Ультразвукові вимірювальні перетворювачі

Розвиток неруйнівного контролю і акустичного контролю в тому числі направлений на вирішення проблем інтроскопії – візуалізації невидимої частини внутрішньої структури непрозорих матеріалів з метою виявлення дефектів у вигляді несучільностей, сторонніх включень та інших аномалій, які приводять до появи градієнтів густини. Широкий розвиток ультразвукової дефектоскопії дозволив в багатьох випадках витіснити трудомісткий і небезпечний рентгенівський контроль матеріалів. І на сьогодні цей метод остається головним і постійно прогресуючим методом неруйнівного контролю у світі.

Акустичний метод використовується також для кількісного визначення ряду фізичних параметрів матеріалів незалежно від їх агрегатного стану. Так використовуючи вимірювання швидкості розповсюдження ультразвукових коливань опосередковано контролюються геометричні параметри та стан міцності матеріалів, визначаються концентрації розчинів, оцінюються кількісні параметри витрат рідинних матеріалів, тощо.

Розгляд особливостей проектування системи акустичної дефектоскопії розпочнемо вирішення питань проектування вимірювального перетворювача, для оптимального вибору матеріалів і параметрів якого необхідно нагадати основні теоретичні засади збудження і прийому акустичних коливань в необхідному частотному діапазоні, розповсюдження цих коливань в реальних середовищах та проходження ними границь розділу середовищ з різною густиною. Будемо старатися не відокремлювати теоретичні пояснення від їх застосування в питаннях проектування елементів акустичних перетворювачів.

Першим питанням, яке постає перед проектантом системи дефектоскопії внутрішньої структури матеріалу об'єкту контролю, це питання вибору частоти акустичних коливань. Якщо нам відомий мінімальний розмір дефекту (еквівалентний діаметр дефекту  $d_{\text{Деф.}}$ ), який можемо розглядати, як чутливість або роздільна здатність системи контролю, то виходячи з теорії рефракції довжина хвилі коливань має бути не більшою за його еквівалентний діаметр [13, 14]:

$$\lambda = \frac{C}{f} \leq (1 - \frac{1}{1,5}) d_{\text{Деф.}} \quad (4.1)$$

Так, при виявленні дефектів зварювальних з'єднань розміром 2 мм з допомогою поперечних ультразвукових коливань зі швидкістю розповсюдження в металі рівній  $3 \cdot 10^6$  мм/с необхідна частота коливань має становити не менше ніж 1,5 МГц.

Методи збудження і прийому (зворотного перетворення) акустичних коливань відрізняються в залежності від необхідної частоти таких коливань та середовища їх розповсюдження.

Як правило, збудження акустичних коливань в твердотільному середовищі з частотою вище 0,1 МГц реалізується на основі використання вперше дослідженого в 1880 році французькими фізиками братами Ж. і П.Кюрі п'єзоелектричного ефекту матеріалів, що не мають центру симетрії будови кристалу.

Розрізняють прямий і зворотній п'єзоефект. Прямий п'єзоефект має місце при механічній деформації стиснення чи розтягу пластини X-зрізу кристалу природного кварцу  $SiO_2$  чи іншого матеріалу з п'єзоелектричними властивостями. Така деформація супроводжується виникненням в матеріалі п'єзоелектрика електричної поляризації. При цьому на електропровідних обкладинках пластини такого матеріалу виникає різниця потенціалів, знак якої відповідає знаку деформації.

Зворотній п'єзоефект полягає у виникненні деформації стиснення чи розтягу в матеріалі пластини при подачі її електропровідні обкладинки різниці потенціалів. Таким чином зворотній п'єзоефект використовується для збудження коливань, які відтворюються у вигляді чергування деформацій стиснення і розтягу у напрямку перпендикулярному поверхням пластини, наприклад, пластини X-зрізу кристалу кварцу,- так звана поршнева мода коливань.

Механічні коливання збудженні електричною напругою в матеріалі пластини кварцу чи іншого п'єзоелектричного матеріалу можуть бути передані матеріалу об'єкту контролю при умові існування акустичного контакту між ними. Акустичні сигнали відбиті від градієнту густини в середовищі об'єкту виконують механічну деформацію пластини з п'єзоелектричного матеріалу проникаючи в неї знов таки завдяки акустичному контакту між матеріалами пластини і об'єкту контролю. Це приводить в дію прямий п'єзоефект і супроводжується виникненням таким чином різниці потенціалів на обкладинках пластини.

Акустичний контакт п'єзоелектричного перетворювача з матеріалом об'єкту контролю у вигляді твердого тіла виконується завдяки розміщенню між поверхнями перетворювача і об'єкту однорідного середовища з достатньо високим акустичним імпедансом, значення якого представляються добутком густини такого матеріалу на швидкість розповсюдження в ньому акустичних коливань. Таким матеріалом може бути вода або інша рідина, яка добре змочує поверхні перетворювача і об'єкту контролю не залишаючи в середовищі акустично контактного шару повітря або інших газоподібних чи твердих матеріалів.

В сучасних дефектоскопах для збудження ультразвукових коливань в матеріалах використовують п'єзокерамічні матеріали типу ЦТС-19 на основі суміші кристалічного цирконату свинцю  $PbZrO_3$  та кристалічного матеріалу - титанату свинцю  $PbTiO_3$ . При виготовленні перетворювача такий матеріал спочатку роздрібнюють (мелють) до дисперсності порядку 0,1 мкм, потім змішують з невеликим об'ємом рідкого матеріалу і з допомогою металевої форми пресують пластину майбутнього перетворювача, яку не виймаючи з металевої форми запікають при температурі порядку  $(1000 - 1200)^{\circ}C$  в електропечах на протязі приблизно 20 хв. За цей час стороння речовина повністю вигорає, а кожна кристалічна частинка зростає в хаотичному напрямку заповнюючи весь внутрішній простір форми.

Після цього на плоскі поверхні пластини наносять електропровідні покриття (тонкі шари срібла) та підключають до них високу порядку 1 кВ постійну напругу, якою виконується поляризація структури керамічного матеріалу. П'єзоелектричні властивості отриманого таким чином перетворювача, який відноситься до класу сегнетоелектриків, значно вищі порівняно з природними п'єзоелектриками, наприклад – вище ніж у кварца в 5 разів.

Крім кристалічних п'єзоелектричних матеріалів для збудження і прийому високочастотних ультразвукових коливань до 100 МГц можуть використовуватися п'єзоелектрична властивість полівінілових плівок [17].

Альтернативним п'єзоелектричному ефекту є магнітострикційний ефект збудження і прийому акустичних коливань, відкриття якого належить англійському вченому Дж. Джоулю (1842 р.). Магнітострикція (від латинського – *strictio* - стиснення) або прямий магнітострикційний ефект проявляється в феромагнітних матеріалах та феритах, як властивість деформації кристалічної ґратки в залежності від величини і напрямку намагніченості. Зворотній магнітострикційний ефект, який дістав назву магнітопружного ефекту, викликає зміну намагніченості матеріалу під дією механічної деформації.

Основним недоліком магнітострикційних акустичних перетворювачів з точки зору їх використання в системах неруйнівного контролю є їх порівняна низькочастотність, яка обмежена значеннями частоти на рівні (1 - 5) МГц. Одним з застосувань акустичних магнітострикційних перетворювачів завдяки можливостей досягнення значних деформацій магнітострикційних матеріалів під дією змінного магнітного поля є системи гідролокації для збудження і прийому низькочастотних (20 – 50) кГц ультразвукових сигналів в морській воді.

Основними матеріалами магнітострикційних акустичних перетворювачів є нікель марки *НП 2Т* з вмістом  $Ni > 98\%$ , сплав пермендіор *49КФ* -  $49\% Co, 2\% V, 49\% Fe$ , ферити –  $Ni, Co, Cu$ . Максимальні магнітострикційні властивості виявленні в ряді рідкоземельних матеріалів

та їх хімічних з'єднань. Величина відносної зміни довжини стержню з таких матеріалів під дією намагнічування сягає  $(10^{-3} - 10^{-2})\%$ .

При використанні таких феро та феріматеріалів (матеріалів з упорядкованою магнітною структурою), як  $Fe, Ni$  та особливо такий рідкоземельний матеріал, як  $Tb$  досягають під дією магнітного поля в межах магнітної індукції насичення відносної зміни довжини стержнів  $(\Delta l/l) = 10^{-5} - 10^{-2}$ . Правда максимальні значення деформації досягаються лише при температурах рідкого азоту.

При реалізації магнітострикційних акустичних перетворювачів на основі використання перерахованих вище металів основною проблемою є необхідність уникнення енергетичних втрат за рахунок вихрових струмів в електропровідному магнітострикційному матеріалі. Тому використовують шихтований матеріал використовують у вигляді пакетів з тонких дротів або пластин, які електрично ізольовані один від одного тонким шаром утвореної на їх поверхні окисної плівки. Цей недолік магнітострикційних матеріалів відсутній для феритів, наприклад для фериту  $CoFe_2O_4$  ( $\Delta l/l = (2 - 25) \cdot 10^{-4}$ ) та при низьких температурах для фериту  $Tb_3Fe_5O_{12}$  ( $\Delta l/l = 10^{-3} - 10^{-2}$ ) [11].

Частотне обмеження ультразвукових перетворювачів на основі використання магнітострикційного ефекту є основним пересторогою для їх використання в неруйнівному контролі дефектності конструкційних матеріалів. Проте нами ефективно використовувалися магнітострикційні перетворювачі на основі тонких нікелевих стержнів зі збудженням коливань в діапазоні частот  $(0,1 - 1) \text{ МГц}$ .

На рис.4.1 схематично показана конструкція магнітострикційного перетворювача для нормального вводу ультразвукових коливань в тверде тіло середовища об'єкту контролю. Магнітострикційний перетворювач у вигляді пучка нікелевих стержнів довжиною приблизно 10 см та діаметром до 10 мм збуджує коливання у напрямку його осі завдяки підмагнічуванню стержня електромагнітним полем відповідної частоти, що збуджується струмом в плоских котушках.

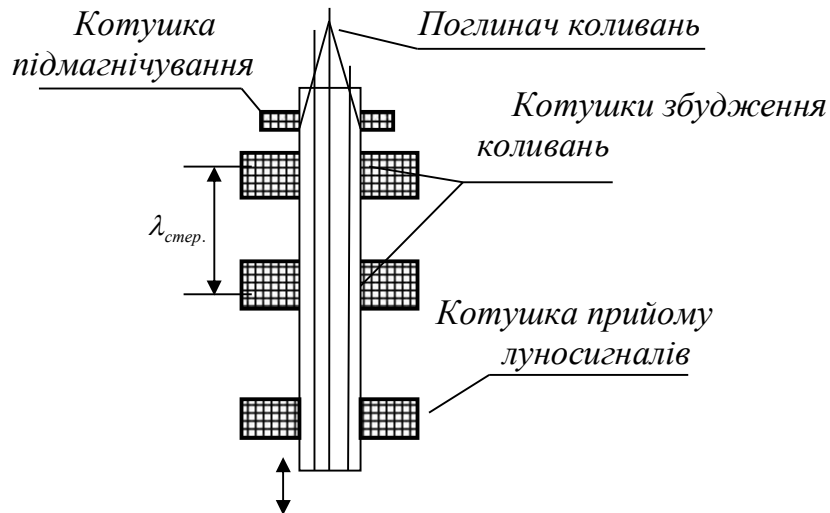


Рис. 4.1. Магнітострикційний ультразвуковий перетворювач з осердям виготовленим з пучка тонких дротів.

Матеріал магнітострикційного перетворювача підмагнічується постійним магнітним полем магніту або полем котушки постійного струму. Інтенсивність коливань стержньової моди пропорційна амплітуді змінної індукції магнітного поля в стержні, яка в свою чергу залежить від магніторушійної сили котушок збудження. Для збільшення згаданої інтенсивності використано дві послідовно включені котушки збудження змінного електромагнітного поля. Їх розташування на стержні виконано таким, щоб збуджені ними коливання мали однакову фазу. При узгодженому підключенні змінного струму до цих котушок відстань між ними повинна бути кратною довжині хвилі коливань в матеріалі магнітострикційного перетворювача.

#### Електромагнітоакустичний перетворювач (ЕМАП) і його використання.

Акустичні перетворювачі на основі використання обох розглянутих вище фізичних ефектів об'єднує необхідність використання акустичного контактного середовища для вводу коливань в тверде тіло, що відтворює певні проблеми при необхідності контролю матеріалів об'єктів з неідеальною поверхнею. Тому зрозумілий інтерес викликає можливість безконтактного збудження і прийому акустичних сигналів на основі використання для цього електромагнітного поля електромагнітоакустичного перетворювача (ЕМАП).

Робота ЕМАП пов'язана з взаємодією вихрового струму в матеріалі об'єкту контролю з магнітним полем постійного магніту. Цей факт обмежує перелік матеріалів об'єктів контролю, залишаючи лише електропровідні матеріали. В схемі ЕМАП, показаній на рис.4-2, плоска спіральна котушка зі змінним струмом збуджує в електропровідному матеріалі вихровий струм (показаний у вигляді одного віртуального витка).

Цей струм взаємодіє з перпендикулярним йому магнітним полем постійного магніту утворюючи силу Лоренца

$$\vec{F} = \vec{I} \times \vec{B}_0 \quad (4.2)$$

Переміщення вихрового струму під дією сили Лоренца викликає коливання електронів атомів матеріалу у напрямку перпендикулярному дії магнітного поля, що породжує коливання його кристалічної грати. Як результат маємо поперечні коливання, які розповсюджуються в середовище контрольованого матеріалу діаграмою направленості, яка визначається площею котушки збудження вихрового струму. Разом з тим мають місце ще й поверхневі хвилі (хвилі Релея), які розповсюджуються у матеріалі об'єкту у радіальному напрямку відносно ЕМАП.

При надходженні луносигналів в зону дії магнітного поля постійного магніту в матеріалі збуджується індукований струм за рахунок механічних коливань атомів електропровідного середовища у перпендикулярному напрямку відносно магнітних силових ліній магнітного поля. Це породжує виникнення в поверхневій зоні матеріалу вихрового струму, електромагнітне поле якого індукує електричний сигнал в котушці перетворювача.

При збудженні з допомогою ЕМАП коливань в феромагнітному матеріалі крім електродинамічної взаємодії вихрових струмів з постійним магнітним полем свій вклад у збудження і прийом акустичних коливань вносить також магнітострикція і магнітопружний ефект.

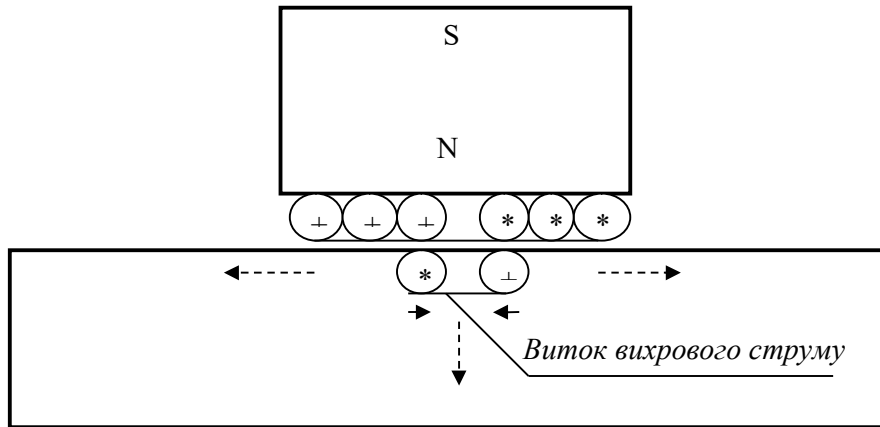


Рис. 4.2. Електромагнітоакустичний перетворювач поперечних коливань.

Розрахунок амплітуди луносигналу відбитого від донної поверхні металевго зразка можемо виконати за формулою:

$$E_m = \left( 5,2 \frac{W^2 B_0^2}{\rho C_t} e^{-\frac{3h}{R}} \right) I \left( \frac{e^{-j2kT}}{1 - e^{-j2kT}} \right), \quad (4.3)$$

де  $B_0$  - індукція постійного магніту;  $\rho C_t$  - акустичний імпеданс контрольованого матеріалу;  $h$  - величина прозору між котушкою і

поверхнею об'єкту контролю;  $R$  – радіус котушки;  $I$  – амплітуда імпульсу струму;  $T$  – товщина об'єкту контролю;  $k$  – коефіцієнт:  $k = \sqrt{-j\omega\sigma\mu_a}$ , де  $\omega\sigma\mu_a$  – відповідно колова частота струму, електропровідність та абсолютна магнітна проникність матеріалу об'єкту контролю.

Принцип реалізації ЕМАП повздовжньої хвилі коливань з її нормальним вводом у середовище об'єкту контролю показана на рис.4-3. У збудженні коливань приймає участь електромагнітне поле вихрового струму лише тих частин віртуальних витків вихрового струму, які знаходяться під дією магнітного поля підковоподібного постійного магніту.

Основним недоліком ЕМАП є низьке значення їх коефіцієнту перетворення енергії електричного сигналу (струму в котушці) в інтенсивність ультразвукових коливань і, навпаки – перетворення ультразвукових коливань в пропорційні значення електричного сигналу. Згідно (4-3) чутливість ЕМАП гірша на (2 -3) порядки у порівнянні з таким же за параметрами перетворювачем на основі п'єзоелектричного матеріалу ЦТС-19.

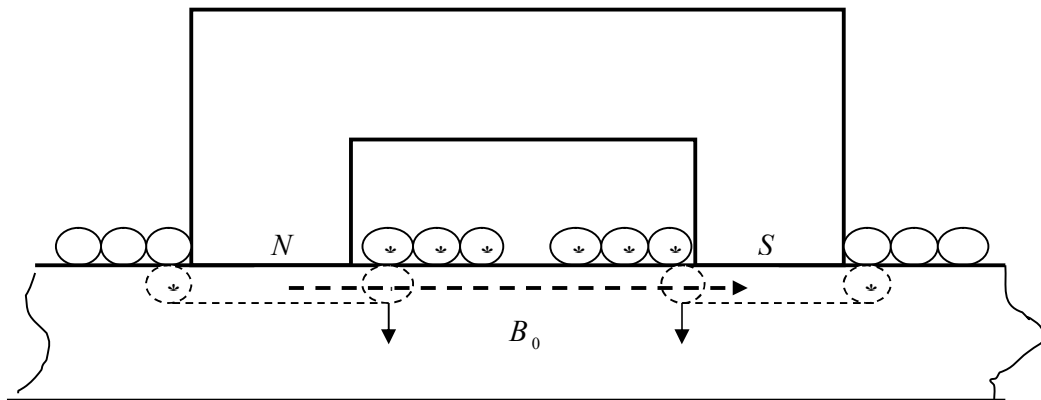


Рис.4.3. Електромагнітоакустичний перетворювач повздовжньої хвилі коливань

В технічній літературі описаний ще один безконтактний спосіб збудження імпульсних ультразвукових коливань, який дістав назву «термоакустичний», бо передбачає використання швидкого нагріву точкової за розміром ділянки поверхні об'єкту контролю. Температурне розширення матеріалу в місті нагріву викликає появу механічних коливань, частота яких залежить від температурного градієнту. Для такого нагріву можемо використати імпульсний лазер середньої потужності або імпульсну електричну іскру – електричний пробій повітряного проміжку між електродом і поверхнею об'єкту.

Для збудження плоскої ультразвукової хвилі в матеріалі необхідно одночасно збуджувати коливання не в одній окремо взятій точці поверхні,

а у значному числі таких точок в апертурі рівній  $(6\lambda)^2$ , де  $\lambda$  - довжина хвилі коливань в середовищі об'єкту контролю.

Основна проблема реалізації акустичної системи з термоакустичним способом збудження коливань полягає в організації прийому луносигналу. Враховуючи оптичний (тепловий) спосіб збудження коливань безконтактне зчитування можемо реалізувати шляхом вимірювання деформації поверхні цього об'єкту за рахунок акустичного тиску при надходженні луносигналу з допомогою когерентно-оптичної системи інтерферометрії. Зрозуміло, що такої складності система ультразвукової дефектоскопії не може конкурувати з системами з набагато простішими засобами збудження і прийому коливань.

На основі даного розгляду способів реалізації збудження і прийому коливань можемо зробити висновок, що п'єзоелектричний спосіб є оптимальним для його використання у системах ультразвукової дефектоскопії матеріалів металевих конструкцій. В залежності від конкретних задач контролю можемо використовувати збудження, як повздовжніх, так і поперечних та поверхневих коливань. Як правило збудження поперечних коливань виконується шляхом використання кутового вводу хвилі повздовжніх коливань, що породжує її заломлення, а також трансформацію в поперечні коливання на границі розділу середовищ з різним значенням акустичного імпедансу.

Акустичний контроль дефектів матеріалів елементів конструкцій, як правило мова йде про метал, виконують при використанні певного виду акустичної хвилі. Це може бути повздовжня або поперечна хвиля коливань в середовищі контрольованого матеріалу, або поверхнева хвиля коливань (хвиля Релея) при контролі поверхневих дефектів, наприклад тріщин металу. Одночасне використання хвиль різного виду недоцільне, адже вони маючи різні кути заломлення розповсюджуються різними напрямками та з різними швидкостями. Тому кутове введення повздовжніх коливань має виконуватися з середовища з меншим акустичним імпедансом, ніж імпеданс середовища об'єкту контролю. При цьому кут падіння повздовжньої хвилі на границю розділу середовищ має бути таким, щоб в матеріалі об'єкту контролю існувала лише поперечна хвиля, а заломлена повздовжня хвиля була вироджена (кут її заломлення становив би  $90^\circ$ ) (рис. 4.4 ). Такий кут падіння дістав назву першого критичного кута і його значення визначається з наступного рівняння:

$$\alpha_1 = \arcsin\left(\frac{C_{1l}}{C_{2l}}\right) \quad (4.4)$$

При цьому у матеріалі контрольованого середовища буде існувати лише поперечна хвиля акустичних коливань з швидкістю розповсюдження  $C_{2t} \approx 0,55C_{2l}$  під кутом  $\beta$  до нормалі до поверхні в точці вводу коливань:

$$\beta = \arcsin\left(\frac{C_{1l}}{C_{2t}}\right) \quad (4.5)$$



Якщо кут вводу коливань збільшити до значення другого критичного кута

$$\alpha_{II} = \arcsin\left(\frac{C_{II}}{C_{2P}}\right), \quad (4-6)$$

поперечна хвиля виродиться у поверхневу хвилю з вертикальною поляризацією (хвилю Релея), яка буде розповсюджуватися зі швидкістю  $C_{2P} \approx 0,93C_{2t}$  вздовж поверхні в тонкому шарі матеріалу глибиною практично не більше ніж довжина хвилі цього коливання.

#### Фокусуєчі ультразвукові перетворювачі.

Фокусування ультразвукових коливань використовується для збільшення просторової роздільної здатності систем контролю. Для відтворення сферичного фазового фронту коливань в найпростішому випадку п'єзоелектричний перетворювач реалізують у вигляді частини сфери радіусом  $R$ . При виборі кута розкриву фронту випромінювання  $2\theta$  (тут  $\theta$  - апертурний кут перетворювача) діаметр перетворювача (Рис.3-5) становить:

$$D = 2R \sin \theta \quad (4-7)$$

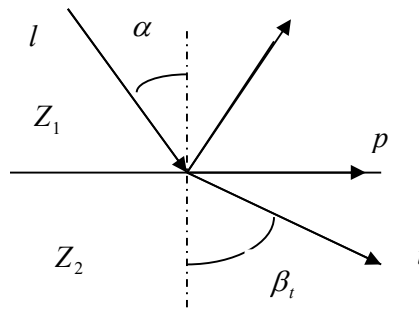


Рис. 4.4. Кутове введення коливань в середовище твердого тіла під першим критичним кутом.

Зрозуміло, що фокусування ультразвукових коливань може дати виграти у чутливості до виявлення дефектів лише при великих значеннях апертурного кута розкриву  $\theta$ , тобто в межах ближньої зони збуджених перетворювачем коливань. Проте в системах медичної інтроскопії використовують фокусування в дальній зоні коливань для деякого звуження основної пелюстки діаграми направленості, що теж приносить певний ефект підвищення роздільної здатності.

Розглянемо особливість реалізації фокусування ультразвукових коливань в однорідному середовищі – воді. Використовуючи п'єзоелектричний перетворювач з поверхнею, що має вигляд сегменту кулі з апертурним кутом  $\theta$  і радіусом  $R$ , формуємо поршневу моду коливань з сферичним фазовим фронтом, який має зібратися (фокусуватися) в точці

геометричного фокусу  $F = R$ . При цьому інтенсивність акустичного поля коливань оцінюють, як:

$$I = \frac{S}{\lambda F}, \quad (4.8)$$

де  $S$  - площа перетворювача.

Ефективність фокусування ультразвукової хвилі має місце при виборі довжини фокусу у межах ближньої зони перетворювача  $h_{\text{бл.}} = a^2/\lambda$ , де  $a$  – радіус перетворювача [22]. При цьому потрібно враховувати деяке зміщення зони акустичного фокусу у напрямку перетворювача відносно геометричного фокусу. Так для  $F = r_{\text{бл.}}/2$  фактична відстань до фокусної зони становить  $0,8F$ .

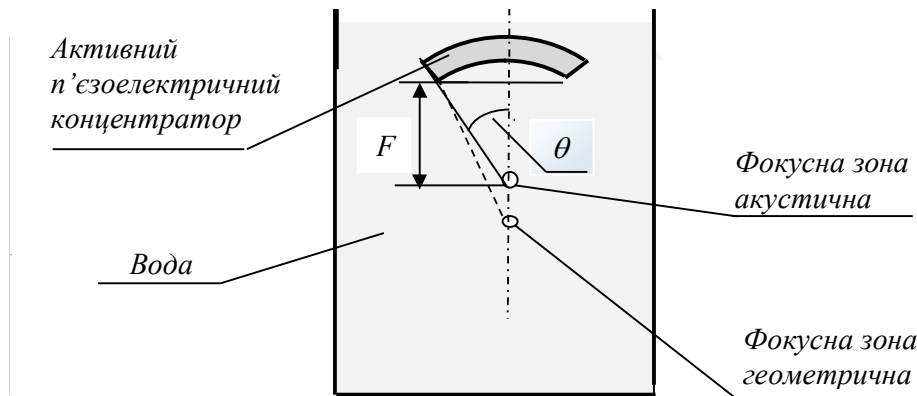


Рис.4.5. Фокусування ультразвукових коливань

При використанні фокусуючого ультразвукового перетворювача даного типу для контролю дефектів внутрішнього середовища твердого тіла необхідно врахувати особливості введення коливань в таке середовище враховуючи процеси пов'язані з їх заломлення і трансформацією на границі розділу середовищ з різним акустичним імпедансом. При невеликому значенні апертурного кута перетворювача  $\theta$  ( $\theta < 30^\circ$ ) мінімальною трансформацією хвиль, які приходять на поверхню об'єкту контролю від периферійної частини перетворювача, можемо знехтувати. Радіус фокальної зони такого перетворювача для  $F = a/2$  становить  $r_{\phi} \approx 1,2\lambda$  [22].

Розглядаючи проходження у зону фокусу коливань від найбільш віддалених від центру перетворювача точок можемо визначити їх кут заломлення в матеріалі сталюого об'єкту:

$$\beta = \arcsin\left(\frac{C_{\text{ст.}}}{C_{\text{в.}}} \sin \theta\right) \quad (4-9)$$

Відстань зони фокусу в матеріалі об'єкту контролю відносно його поверхні становить:

$$h_{\phi} = \frac{r - h \cdot \operatorname{tg} \theta}{\operatorname{tg} \left( \frac{\pi}{2} - \beta \right)}, \quad (4-10)$$

де  $r$  – радіус сегменту внутрішньої поверхні перетворювача.

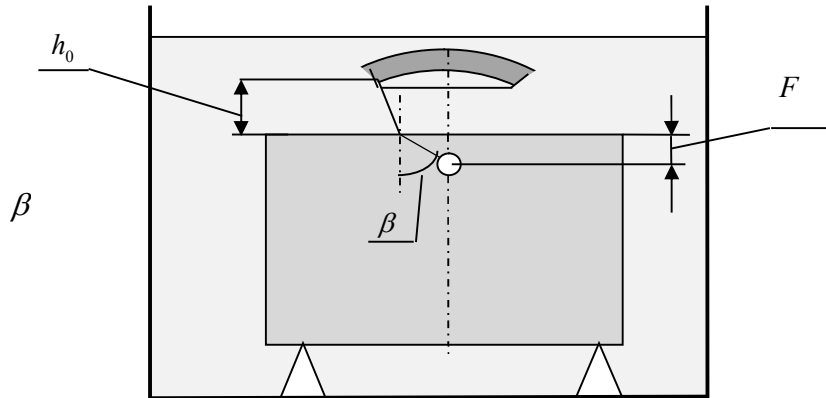


Рис.4.6. фокусування ультразвукових коливань в твердому тілі

Кутове падіння коливань концентратора, особливо збуджене його периферійною частиною, приведе не тільки до вводу в тіло об'єкту заломленої повздовжньої хвилі, а й до трансформації падаючої хвилі в поперечні коливання, фокусна зона яких розташовується вздовж осі перетворювача починаючи з відстані більшої ніж  $h_{\phi}$ . При апертурному куті концентратора  $\theta \leq 20^{\circ}$  впливом поперечної хвилі в середовищі об'єкту контролю можемо знехтувати. Радіус фокусної зони у напрямку перпендикулярному осі перетворювача ненабагато перевищує довжину хвилі коливань.

Фокусування ультразвуку частіше виконують використовуючи лінзи-рефрактори, з допомогою яких виконують перетворення плоского фазового фронту ультразвукового випромінювання у сферичний або циліндричний. На рис. 4.7, а схематично показаний фокусуючий перетворювач з концентратором (рефрактором) з оргскла для фокусування ультразвукових випромінювань в воді.

При фокусуванні ультразвуку у воді для плоско-вігнутої лінзи з радіусом сферичної поверхні  $R$  виконаної з твердого матеріалу відстань до положення акустичного фокусу становить

$$F = \frac{R}{1 - n}, \quad (4-11)$$

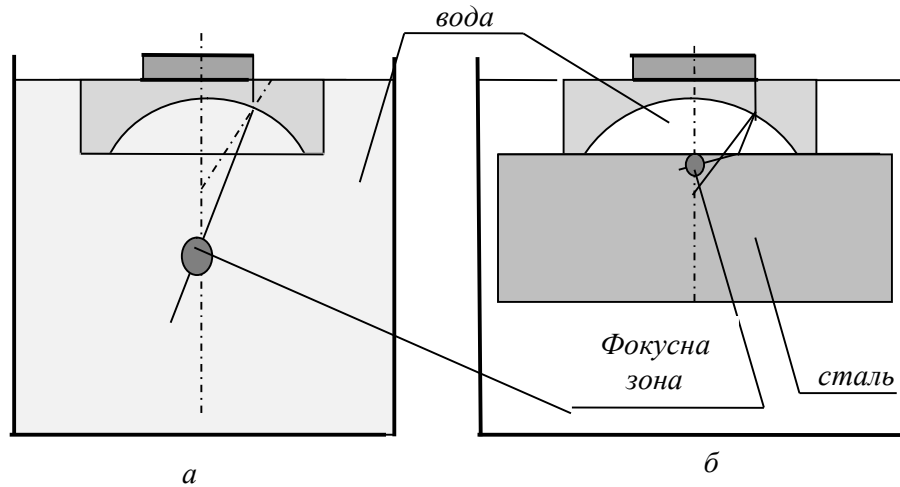


Рис. 4.7. Фокусування ультразвукових коливань на основі використання концентратора (рефрактора).

*a* – фокусування коливань у воді; *б* – фокусування коливань в сталі.

де  $n$  - показник заломлення ультразвукової хвилі при її проходженні границі розділу матеріалу лінзи (швидкість повздовжньої хвилі  $C_{л.}$ ) і імерсійного середовища (вода, швидкість коливань  $C_{в.}$ ):

$$n = \frac{C_{в.}}{C_{л.}} \quad (4-12)$$

Коефіцієнт підсилення акустичного тиску в фокусній зоні сферичного концентратора без врахування зменшення інтенсивності коливань за рахунок втрат при проходженні границь розділу середовищ та затухання в цих середовищах становить [13]

$$K = 2\pi \frac{F}{\lambda} (1 - \cos \beta_{ок}) \quad (4-13)$$

де  $\beta_{ок}$  - кут заломлення крайніх акустичних променів в матеріалі об'єкту контролю (рис. 4-6, 4-8);  $F$  - глибина розташування фокусної зони в матеріалі об'єкту.

Для визначення глибини фокусної зони відносно поверхні твердого тіла розглядаємо траєкторію заломлення ультразвукових коливань для граничних коливань ідеалізованої діаграми направленості коливань плоского п'єзоелектричного перетворювача. Відповідно до рис. 4.8 апертура кута вводу ультразвукової хвилі з матеріалу лінзи в імерсійне середовище (воду) - кут  $\alpha_{л.}$  становить:

$$\alpha_{л.} = \arcsin \left( \frac{r}{R} \right) \quad (4.14)$$

де  $r, R$  - відповідно радіус пластини п'єзоелектричного перетворювача та радіус сферичної поверхні концентратора.

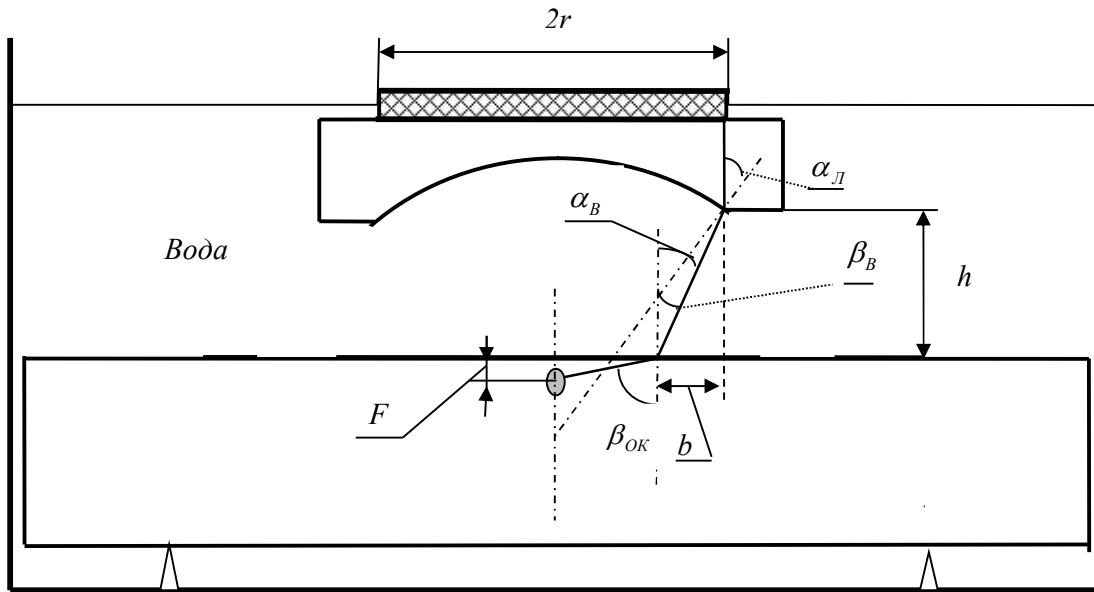


Рис. 4.8. Визначення глибини розташування фокусної зони  $F$

Кут заломлення в воді повздовжньої ультразвукової хвилі, яка відповідає границі апертурного кута, при цьому становить:

$$\beta_A = \arcsin\left(\frac{C_B r}{C_E R}\right) \quad (4.15)$$

Тоді кут падіння ультразвукової хвилі на поверхню об'єкту контролю визначаємо, як:

$$\alpha_B = \alpha_E - \beta_B = \arcsin\left(\frac{r}{R}\right) - \arcsin\left(\frac{C_B r}{C_K R}\right) \quad (4.16)$$

Кут заломлення ультразвукової хвилі випромінювання у матеріалі об'єкту контролю становить:

$$\beta_{OK} = \arcsin\left(\frac{C_{OK}}{C_B} \sin \alpha_B\right) \quad (4.17)$$

де  $C_K, C_B, C_{OK}$  - значення швидкості розповсюдження повздовжньої ультразвукової хвилі відповідно в матеріалі концентратора, в воді та в матеріалі об'єкту контролю.

Радіус перерізу сфокусованого ультразвукового випромінювання на границі розділу «вода-матеріал об'єкту контролю» дорівнює  $r - b$ , де  $b$  згідно рис. 4.8 становить:

$$b = h \cdot \tan \alpha_B \quad (4.18)$$

Глибина розташування зони фокусу відносно поверхні об'єкту при цьому становить:

$$F = \frac{r - b}{\tan \beta_{OK}} \quad (4.19)$$

Згідно (4.19) глибина розташування фокусної зони в матеріалі об'єкту контролю залежить від швидкості ультразвуку в цьому матеріалі. Чим більша швидкість, а вона, як правило, залежить від густини матеріалу, тим більший кут заломлення хвилі у матеріалі об'єкту контролю і ближче до поверхні розташовується фокусна зона.

Коефіцієнт підсилення акустичного тиску у зоні фокусу і таким чином збільшення роздільної здатності можливо реалізувати лише для тонкої поверхневої зони об'єкту контролю з матеріалу з високою густиною.

Прикладом такої системи можемо назвати розроблений нами скануючий дефектоскоп-мікроскоп для контролю дефектів виробів з конструкційної кераміки (нітриду бора) - різців для токарної обробки твердих металів (вольфрамкових сталей). Для виявлення дефектів у вигляді несучільностей внутрішньої структури таких матеріалів використано фокусування короткого радіо-імпульсного ультразвукового коливання частоти  $100\text{ МГц}$  з допомогою фокусуючого перетворювача на основі рефрактору радіусом  $5\text{ мм}$  виготовленого з плавленого кварцу. Двомірний автоматичний сканер з діапазоном сканування  $(2 \times 2)\text{ мм}^2$  забезпечував формування зображення С-скан з роздільною здатністю  $10\text{ мкм}$  (швидкість розповсюдження типу повздовжньої хвилі коливань в конструкційній кераміці на основі нітриді бору – біля  $10\text{ км/с}$ ) на максимальній відстані від поверхні до  $1\text{ мм}$ .

Можливості збільшення акустичного тиску ультразвукових хвиль у фокусній зоні перетворювача заважають втрати інтенсивності коливань при їх переході границі розділу середовищ п'єзокераміка-матеріал лінзи, матеріал лінзи - імерсійне середовище (вода) та імерсійне середовище – матеріал об'єкту контролю. Певним виходом з такого положення є використання плоского фокусуючого перетворювача у набору кільцевих виконаних концентрично п'єзоелектричних перетворювачів різного діаметру.

## 4.2. Ультразвукові дискретні перетворювачі

Акустичний дискретний перетворювач у вигляді розташованих у одній площині матриці точкових п'єзоелектричних чи магнітострикційних перетворювачів розміром меншим за довжину хвилі коливань має ряд переваг над аналогічним суцільним перетворювачем, наприклад - у вигляді пластини з еквівалентним діаметром  $6\lambda$  і більше. Перелікуємо ці переваги:

- точковий перетворювач з еквівалентним розміром (діаметром) рівним або меншим за половину довжини хвилі  $\lambda$  в середовищі розповсюдження коливань на відміну від суцільного перетворювача відрізняється значно більшою частотою пропускання, що дозволяє максимально скорочувати імпульс збуджених коливань. Це, як відомо,

збільшує роздільну здатність при виявленні неоднорідностей (дефектів) внутрішньої структури контрольованих матеріалів;

- акустичний перетворювач у вигляді матриці акустично і електрично розділених точкових перетворювачів дозволяє використовуючи їх послідовне в часі збудження формувати сумарний плоский фазовий фронт коливань під кутом  $\pm 45^\circ$  відносно його площини;

- формування сумарної діаграми направленості матриці точкових перетворювачів, як результат інтерференції коливань з сферичною діаграмою направленості збуджених кожним з точкових перетворювачів матриці, дозволяє виконувати кутове в межах  $\pm 45^\circ$  введення повздовжніх коливань в середовище твердого тіла без додаткового заломлення та без трансформації такої хвилі коливань в поперечні чи поверхневі коливання;

- електрична комутація дискретних точкових перетворювачів матриці дозволяє виконувати формування і паралельне переміщення діаграми направленості коливань з метою сканування внутрішнього середовища об'єкту контролю.

Можливі два варіанти побудови дискретних (матричних) п'єзоелектричних перетворювачів. Перший варіант, який дістав назву комутованої матриці, дозволяє реалізувати лінійне ультразвукове сканування при паралельному переміщенні діаграми направленості і нормальному відносно поверхні об'єкту введенні коливань в контрольоване середовище.

Варіант комутованої матриці п'єзоелектричних перетворювачів показаний на рис. 4.10. Пластина з п'єзоелектричного матеріалу ЦТС-19 шириною  $6\lambda$  розділена таким чином, щоб можна було реалізувати збудження її частини площею  $(6 \times 6)\lambda^2$  для формування таким чином оптимальної з точки зору ширини головної пелюстки діаграми направленості коливань при їх введенні в середовище об'єкту контролю через шар імерсійної рідини. Паралельне зміщення діаграми направленості перетворювача виконують шляхом комутації п'єзоелектричних елементів матриці.

З метою виключення можливості пропуску дефекту діаграми направленості сусідніх *A-сканів* частково перекриваються для чого матриця п'єзоелектричних елементів може бути виконана нерівномірним кроком (рис. 4.10).

Другий варіант дискретного (матричного) ультразвукового перетворювача використовується для реалізації кутового введення коливань в середовище об'єкту контролю. Варіант конструкції матриці дискретних точкових акустичних перетворювачів показаний на рис. 4-11. Квадратна пластина ЦТС-19 площею  $6\lambda \times 6\lambda$  ( $\lambda$  - довжина повздовжньої хвилі коливань в середовищі об'єкту контролю), товщиною  $\lambda_k/2$  ( $\lambda_k$  - довжина повздовжньої хвилі в матеріалі ЦТС-19) розділена на 12 елементів шириною  $\lambda/2$  кожний.

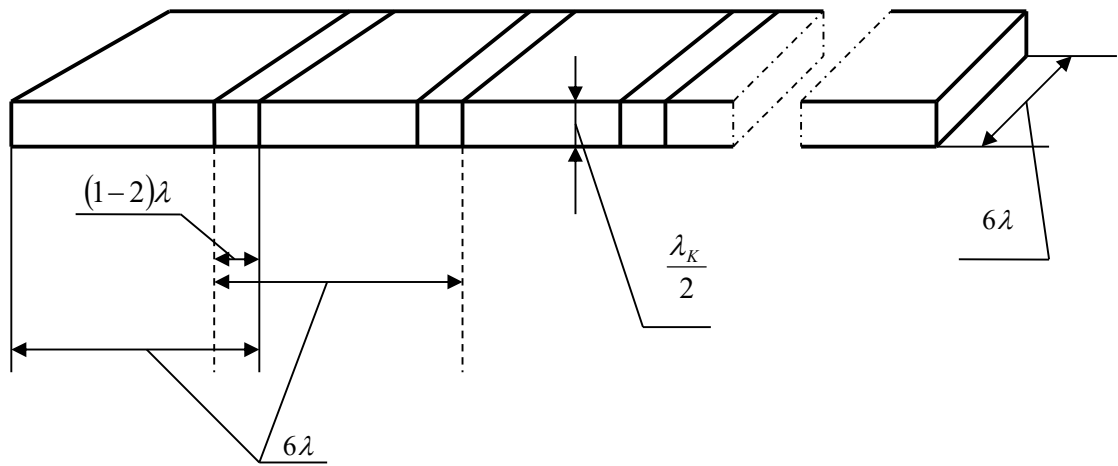


Рис. 4.10. Варіант комутованої лінійної матриці ультразвукових перетворювачів

Всі елементи матриці електрично і акустично роз'єднані один від одного, що дозволяє їх використовувати, як автономні ультразвукові перетворювачі. Одночасне (синфазне) збудження коливань всіх елементів дискретної матриці п'єзоелектричних перетворювачів формує сумарну діаграму направленості, яка нічим не відрізняється від діаграми направленості суцільної пластини п'єзоелектричного перетворювача такої ж площі.

Кожен елемент матриці завдяки його довжині в площині креслення може розглядатися, як точковий перетворювач з формою діаграми направленості в матеріалі твердотілого об'єкту у вигляді поверхні напівциліндра. Якщо ж збудження двох сусідніх елементів матриці виконується неодноразово, а з деяким лінійним фазовим запізненням один відносно одного, яке можемо визначити часовою затримкою  $\Delta\tau$ , коливання попередньо збудженого елементу встигнуть пройти в матеріалі об'єкту більший шлях і сумарний фазовий фронт коливань буде направлений під кутом  $\alpha$  відносно нормалі до поверхні об'єкту (рис. 4.11). Тривалість затримки  $\Delta\tau$  пов'язана з таким кутовим напрямком розповсюдження коливань наступним рівнянням:

$$\Delta\tau = \frac{\lambda}{2C} \sin \alpha \quad (4.22)$$

Для кутового вводу коливань під кутом  $(-\alpha)$  достатньо змінити порядок збудження елементів матриці на зворотній – спочатку збуджувати ліві елементи матриці.

Точковий елемент матриці збуджує в матеріалі твердого тіла ненаправлені в площині креслення (Рис.4-11) повздовжні коливання. Інтерференція коливань цих елементів формує сумарне коливання, яке з залежності від величини затримок їх збудження розповсюджується під кутом відносно нормалі до поверхні контрольованого матеріалу в межах кутів  $\pm 45^\circ$ . Фактично це єдиний спосіб кутового впровадження в



середовище твердого тіла повздовжніх ультразвукових коливань без їх заломлення і трансформації в інші види коливань.

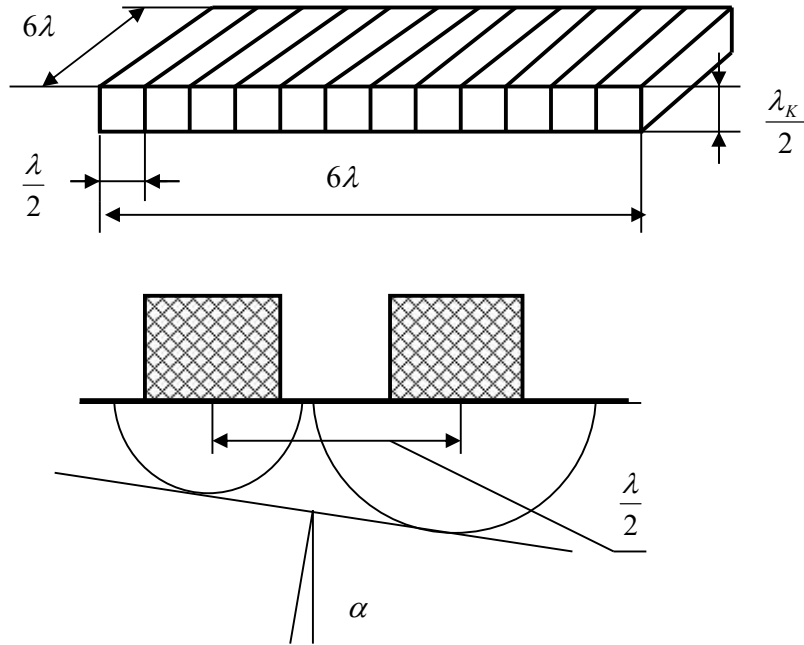


Рис. 4.11. Ультразвуковий дискретний перетворювач.

1 – поглинач ультразвукових хвиль;

2 – розділена пластина ЦТС-19; 3 – електропровідні покриття пластини.

Система елементарних ультразвукових перетворювачів з фазовим керуванням моментів збудження коливань за принципом дії подібна антенній системі радіолокаційної станції, яка має назву «фазована антенна ґратка - ФАР». Виходячи з такої аналогії будемо її називати, як фазо-керована матриця ультразвукових перетворювачів – ФКМ або англійською Phase Array Probes - *PAP*.

Відтворення кутового вводу повздовжніх коливань в твердотільний матеріал не єдина перевага такої системи точкових перетворювачів. Не менш важливим є можливість організації направленої прийому луносигналів виключно з напрямку, в якому відбулося прозвучування матеріалу. Така можливість вирішується також шляхом фазової синхронізації цифрового вимірювання сигналів на виходах елементів матриці, як приймачів луносигналів, та формування сумарного вихідного сигналу. Деталі такого регулювання будуть розкриті далі при розгляді системи контролю на основі такої матриці дискретних перетворювачів.

### Ультразвукові дискретні фокуруючі перетворювачі

П'єзоелектричний перетворювач у вигляді тонкого кільця, коливання якого розповсюджуються в однорідному середовищі, наприклад - в воді чи в твердому тілі, забезпечує фокусування ультразвукових випромінювань вздовж своєї осі [22]. Для того, щоб фокусна зона відповідала певній точці на осі потрібно використати мінімум двоє таких

перетворювачів різного діаметру, але при цьому забезпечити умову, щоб ультразвукові коливання надходили в точку фокусу з однаковими фазами.

Цю умову можемо виконати двома способами. Перший з них передбачає використання рівномірно розподіленими за величинами радіусів тонких однакової ширини кілець з п'єзоелектричного матеріалу. Збудження коливань в матеріалі кожного з кілець має виконуватися з фазовим запізненням починаючи з кільця максимального радіусу розрахованим на співпадання фаз коливань при їх надходженні в зону фокусу.

Перевагою п'єзоелектричного перетворювача з набору кільцеподібних перетворювачів різних радіусів є перш за все відсутність лінзи концентратора і того значного затухання коливань, яке присутнє особливо при переході ними границь розділу середовищ: матеріал концентратора-вода та вода-матеріал об'єкту контролю. Коливання п'єзоелектричного матеріалу плоских кільцеподібних п'єзоелектричних перетворювачів передаються матеріалу об'єкту контролю безпосередньо через найтонший шар рідини з мінімальними енергетичними втратами.

Перетворювач має  $n$  кілець, коливання кожного з яких має збуджуватись з певним фазовим запізненням починаючи з периферійного кільця, яке розраховується виходячи з співпадання фаз коливань від усіх кілець в фокусній зоні. Ширина кілець має вибиратися достатньо вузькою виходячи з умови не перевищення різниці фаз коливань, що надходять у фокусну зону від внутрішнього і зовнішнього країв кільця, наприклад -  $\pm 45^\circ$  від значення фази коливань від середньої зони кільця. При такій умові ширина кілець може бути практично однаковою, рівною, наприклад 1 мм при частоті ультразвукових коливань 1 МГц, які використовуються для контролю виробів зі сталі. Відстань між сусідніми кільцями не регламентується і може бути мінімальною наприклад - 1 мм.

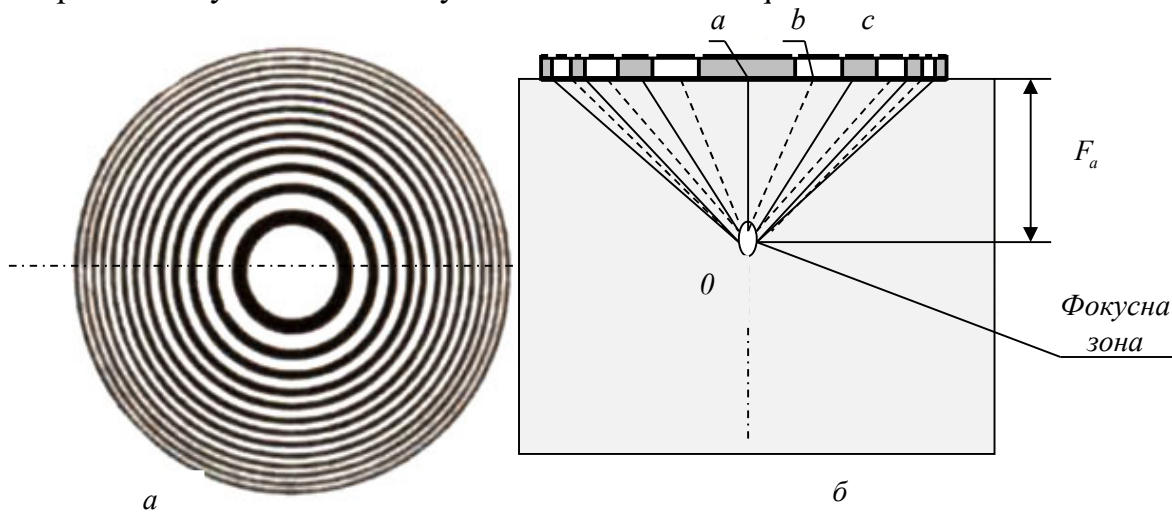


Рис.4.12 . Ультразвуковий фокусуючий перетворювач на основі набору перетворювачів кільцевої форми.

$a$  – фокусуючий перетворювач;  $b$  – до пояснення принципу фокусування.

На відміну від фокусуєчого перетворювача на основі концентратора фокусуєчий перетворювач у вигляді набору кільцевих збудників - приймачів коливань не має обмежень щодо глибини розташування фокусної відстані відносно поверхні об'єкту контролю.

Перевага подібних перетворювачів при їх встановленні безпосередньо на поверхні об'єкту контролю полягає у можливості зміни фокусної відстані за рахунок зміни відповідного фазового керування моментами збудження коливань кожного з кілець.

До недоліку у порівнянні з перетворювачем на основі концентратора слід віднести суттєву складність реалізації системи, яка пов'язана з необхідністю регулювання фазового зсуву сигналів при їх прийомі кільцевими перетворювачами. Варіант схеми такого регулювання показаний на рис. 4.13.

Короткі радіо-імпульсні сигнали частоти задаючого генератору 1 формовані на виході електронного ключа 2 підсилюються і подаються на п'єзоелектричні кільцеві перетворювачі для синфазного збудження ультразвукових коливань, для чого товщина кожного з перетворювачів виконується однаковою і такою, щоб резонансна частота кожного з них значно відрізнялася б від частоти збудження. Це гарантує нам відсутність зміни фази нав'язаного коливання п'єзоелектричного перетворювача залежної від його фазочастотної характеристики, як резонансного елементу.

При такому способі збудження луносигнали, які відбилися від неоднорідності структури матеріалу в вибраній нами фокусній зоні на осі нашого перетворювача матимуть різні значення фаз і будуть прийняті кожним з кільцевих перетворювачів з різними часовими затримками. Для того, щоб ці луносигнали можна було б скласти і таким чином виконати підвищення роздільної здатності за рахунок ефекту фокусування необхідно виконати регулювання їх затримки до співпадання фазових зсувів кожного з них. Цю операцію виконують програмно керовані лінії затримки 16-19 (Рис 4.13).

Інший спосіб реалізації фокусуєчого перетворювача на основі кільцевих п'єзоелектричних збудників коливань полягає у використанні ультразвукового варіанту так званої зональної пластини Френеля – картини інтерференції сферичного і плоского фазових фронтів двох когерентних хвиль (рис. 4.9).

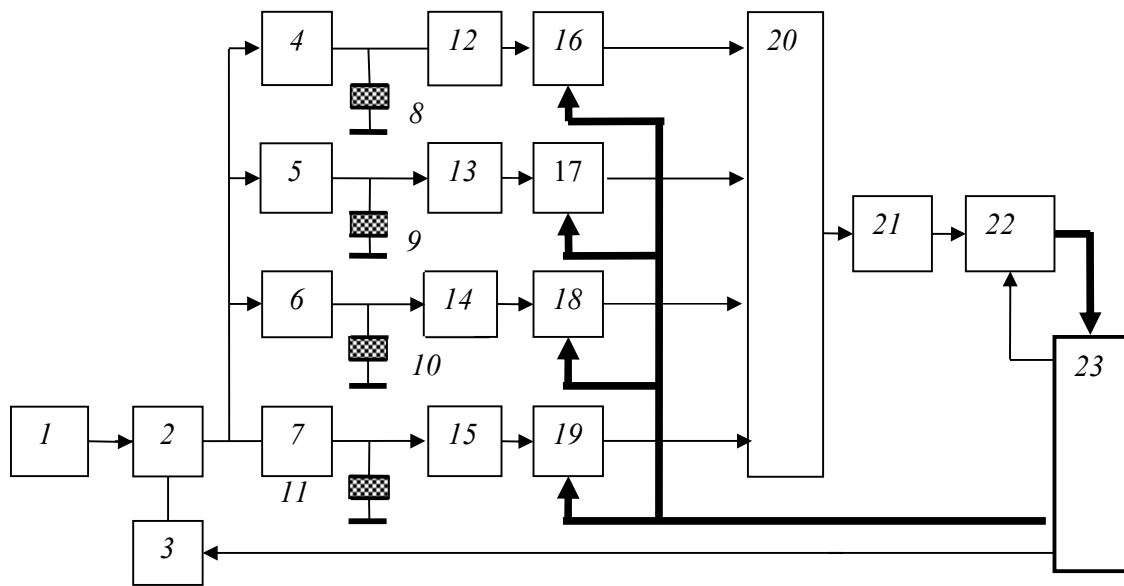


Рис.4.13. Приклад функціональної системи на основі фокусуєчого перетворювача з обмеженою кількістю кільцевих п'єзоелектричних перетворювачів.

1 – генератор сигналу; 2 – електронний ключ; 3 – тригер;  
 4,5,6,7 – підсилювачі; 8,9,10,11 – п'єзоелектричні кільцеві перетворювачі;  
 12,13,14,15 – двосторонні обмежувачі рівнів сигналів; 16,17,18,19 – керовані лінії  
 затримки; 20 – суматор; 21 – амплітудний детектор; 22 – АЦП;  
 23 – контролер.

Розрахунок радіусів кільцевих п'єзоелектричних перетворювачів, які забезпечували б співпадання фаз збуджених коливань в заданій фокусній зоні на глибині  $F$  можемо виконати враховуючи, що відстань  $R$  до центру цієї зони від умовного центру кожного кільця має відрізнятися на ціле число довжин хвиль коливань:

$$\sqrt{R_i^2 + F^2} = F + i \left( \frac{\lambda}{2} \right) \quad (4.20)$$

Тут  $i$  – номер кільця відраховуючи від центру фокусуєчого перетворювача.

Виходячи з (4-20) радіус  $i$ -того кільця становить:

$$R_i = \sqrt{iF\lambda + i^2 \frac{\lambda^2}{4}} \quad (4.21)$$

Для прикладу наведемо розрахунок радіусів п'єзоелектричних кільцевих перетворювачів фокусуєчого перетворювача, який має забезпечувати фокусування ультразвукових коливань частоти  $5 \text{ МГц}$  металевому зразку (швидкість повздовжніх хвиль  $C=5 \text{ км/с}$ ) при глибині розташування фокусної зони рівній  $10 \text{ мм}$ . Враховуючи довжину хвилі коливань рівну  $1 \text{ мм}$  відстань між центрами фокусної зони і першим

кільцевим перетворювачем має становити 11 мм. При цьому радіус першого кільця перетворювача становить 3,2 мм.

Аналогічно збільшуючи відстань  $R$  до наступних кілець кожен раз на величину половини довжини хвилі випромінювання знаходимо їх радіуси:  $r_2=4,6$  мм,  $r_3=5,6$  мм,  $r_4=6,3$  мм,  $r_5=7,5$  мм,  $r_6=8,3$  мм,  $r_7=9,6$  мм. Використання кілець з більшим радіусом стає недоцільним – відстань між ними і фокусною зоною перевищить довжину фокусу. При цьому ширина кілець має зменшуватися пропорційно їх номеру відносно центру перетворювача. Ширина кільця визначається допустимим значенням зміни фази коливань від його країв рівним, наприклад  $\pm 45^\circ$ . Ширина найбільш віддаленого кільця має становити приблизно 0,3 мм, в той час коли ширина найменшого кільця при тих же умовах може становити 0,6 мм. При цьому до складу фокусуєчого перетворювача можемо включити круглу пластину діаметром 3,0 мм розмістивши її у центрі.

При визначених радіусах кільцевих п'єзоелектричних перетворювачів співпадання фаз луносигналів, які надходять з фокусної зони, наступить після шести періодів коливань з початку подачі змінних напруг збудження коливань. Збудження коливань виконується радіоімпульсним сигналом тривалістю не менше (10 – 20) періодів коливань.

На основі виконаних розрахунків щодо ширини та радіусів кілець перетворювача можемо зробити висновок про недостатнє заповнення його площі п'єзоелектричним матеріалом збудження-прийому ультразвукових коливань, що значно знижує його ефективність у порівнянні з описаним вище подібним перетворювачем з фазовим керуванням збудження та прийому коливань.

#### **4.3.Проектування ультразвукової системи контролю суцільності внутрішнього середовища конструкційного матеріалу**

Розглянемо основні питання визначення параметрів системи контролю на прикладі проектування ультразвукової системи дефектоскопії плоско паралельної ділянки сталюого елемента конструкції з відомими акустичними характеристиками - швидкістю розповсюдження ультразвукових коливань та величиною коефіцієнту затухання ультразвуку. Для цього синтезуємо функціональну схему системи з автоматичним сканування поверхні об'єкту контролю вимірювальним перетворювачем та з можливістю відображення двохмірного розподілу градієнтів густини внутрішнього середовища цього об'єкту у вигляді панорамних зображень типу С-скан.

Для переміщення вимірювального перетворювача поверхнею об'єкту контролю використовуємо двохмірний скануючий пристрій, параметри якого визначаються у процесі розрахунків функціональної схеми.

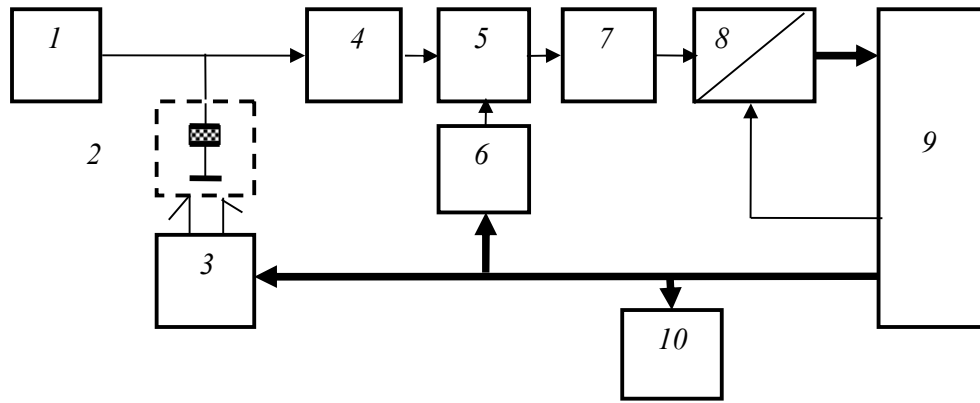


Рис. 4.13. Функціональна схема автоматичної ультразвукової системи контролю внутрішньої структури зразків матеріалу

1 – формувач імпульсу збудження; 2 – п'єзоелектричний перетворювач;  
 2 – драйвер сканера; 4 – двосторонній обмежувач напруги; 5 – підсилювач; 6 – система регулювання коефіцієнту підсилення; 7 – амплітудний детектор; 8 – АЦП; 9 – контроллер; 10 – дисплей.

Частоту ультразвукових коливань  $f$  вибираємо виходячи з необхідної роздільної здатності системи дефектоскопії. З статистики результатів дослідження подібних матеріалів ми повинні знати, які можливі максимальні розміри (еквівалентний діаметр) дефектів  $\Delta_{\max}$  на межі ймовірності, а замовник системи повинен задати нам суттєво менше значення бракувального розміру дефекту матеріалу  $\Delta_{\text{бр.}}$ .

Це дає нам можливість задатися необхідною роздільною здатністю  $\Delta_{\min}$  системи контролю, значення якої має бути ще меншим за бракувальний розмір, наприклад  $\Delta_{\min} = \Delta_{\text{бр.}}/k$ , де  $k=(2 - 5)$ . Знання необхідної роздільної здатності контролю необхідне нам для обґрунтування вибору частоти ультразвукових коливань виходячи з того, що відбиття ультразвуку від дефекту в контрольованому матеріалі має місце лише тоді, коли його розмір  $\Delta_{\text{деф.}}$  співрозмірний або перевищує довжину хвилі коливань. При цьому необхідна для виконання контролю частота ультразвукових коливань має становити:

$$f \geq C_l \frac{k}{\Delta_{\text{бр.}}} \quad (4.25)$$

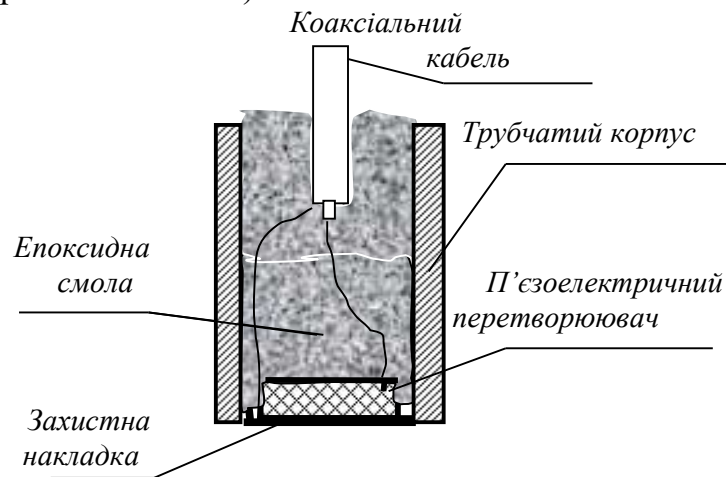
Знаючи необхідну частоту ультразвукових коливань можемо визначити геометричні параметри п'єзоелектричного перетворювача у формі диску – його товщину та діаметр. Враховуючи, що з метою максимального за інтенсивністю збудження коливань перетворювач має працювати в резонансному режимі, його товщина повинна бути рівною або кратною половині довжини хвилі коливань в матеріалі самого перетворювача. При швидкості розповсюдження повздовжніх коливань в п'єзокераміці рівній  $C_K$  довжина хвилі становить  $\lambda_K = C_K/f$ . Таким чином товщину диску перетворювача можемо вибрати рівною  $h_K = \lambda_K/2$ .

Визначенням діаметру диску перетворювача стараються одночасно виконати конкуруючі вимоги: максимально звузити головну пелюстку діаграми направленості ультразвукового випромінювання для досягнення високої просторової роздільної здатності при виявленні дефектів та при цьому максимально зменшити рівень бокових пелюсток цієї діаграми, наявність яких може приводити до помилкових результатів контролю.

Практичні рекомендації в питанні оптимізації вибору діаметру дискового п'єзоелектричного перетворювача зводяться до такого співвідношення  $(d \cdot f/2) = 15 \text{ ммМГц}$  [14].

Виходячи з даного співвідношення оптимальним з точки зору ширини головної пелюстки діаграми направленості вибором діаметру п'єзоелектричного перетворювача буде  $d = (6 - 7) \lambda$ , де  $\lambda$  - довжина хвилі коливань в середовищі об'єкту контролю.

Готовий до використання дисковий п'єзоелектричний перетворювач з нанесеними на його протилежні поверхні електропровідним покриттям монтується в конструкцію перетворювача з приєднанням до його тильної сторони поглинача коливань, а зі сторони робочої поверхні - приєднання захисного покриття від механічного пошкодження (Рис.4-14). Подібні приєднання повинні виконуватися з забезпеченням акустичного контакту (повного виключення можливості існування навіть найменших за розмірами повітряних включень).



**Рис. 4.14. Конструкція ультразвукового перетворювача**

Матеріал захисного покриття має бути хорошим провідником акустичних коливань, а його товщина  $h_{\text{Покр.}}$  виходячи з умови мінімальних енергетичних втрат коливань має становити чверть довжини хвилі коливань -  $h_{\text{Покр.}} = C_{\text{Покр.}} / 4f$ , де  $C_{\text{Покр.}}$  - швидкість ультразвукових повздовжніх коливань в матеріалі цього покриття.

Матеріалом поглинача ультразвукових коливань може бути пористий матеріал з розмірами хаотично розташованих у об'ємі цього матеріалу повітряних включень дещо меншими за довжину хвилі коливань. Як правило такі матеріали отримують методами порошкової

металургії, або використовують епоксидні смоли, які у стані їх рідинної фази добре насичують повітрям шляхом перемішування.

Збудження коливань пластини п'єзоелектричного перетворювача виконуємо з допомогою короткого імпульсу напруги, формування якого реалізується шляхом комутації постійної напруги блоку живлення.

Важливим вузлом автоматичної системи ультразвукового контролю є сканер з двома ступенями вільності. Варіант кінематичної схеми конструкції такого сканеру показаний на рис. 4.15. З метою забезпечення акустичного контакту п'єзоелектричного перетворювача з контрольованим матеріалом систему автоматичного сканеру доцільно виконати сумістивши його з відповідного розміру басейном заповненого водою. Розміщуючи зразок матеріалу і вимірювальний перетворювач дефектоскопічної системи в воді маємо необхідний для контролю гарантований акустичний контакт. При цьому стінки басейну виконаного, наприклад – з оргскла, можуть використовуватися системою сканера в якості направляючих 4 для переміщення рухомої частини приєднаної до підшипників ковзання 10.

Платформа 8 з пристроєм встановлення необхідного вертикального положення вимірювального перетворювача ( у напрямку осі  $Oz$ ) з допомогою крокового двигуна 2 і розташованих на направляючих 3 підшипниках ковзання або кочення 9 переміщується вздовж цих направляючих в напрямку умовної осі  $Ox$ . Паралельно розташовані направляючі 3 утворюють єдиний рухомий вузол сканера, який з допомогою крокового двигуна 1 і розташованих на направляючих 4 підшипників ковзання (кочення) 10 переміщується в напрямку відносно направляючої 3 в напрямку осі  $Oy$ . При цьому платформа 8 з розміщенням на ній вимірювальним перетворювачем 7 в межах, які залежать від розмірів системи сканера, має дві ступеня вільності і може виконувати зміщення, як вздовж осі  $Ox$ , так і вздовж осі  $Oy$ .



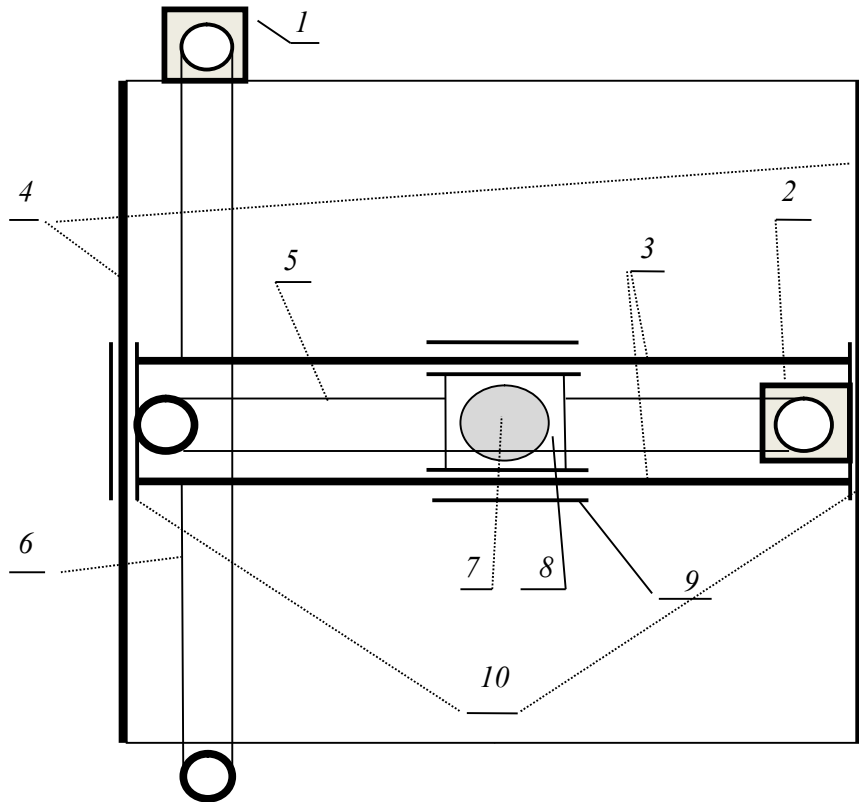


Рис. 4.15. Схема сканера дефектоскопічної системи

1, 2 – реверсивні крокові двигуни; 3 – пара паралельних напрямлюючих  $Ox$ ; 4 – пара паралельних напрямлюючих  $Oy$ ; 5, 6 – тросикові системи переміщення каретки вздовж осей  $Ox$  та  $Oy$ ; 7 – вимірювальний перетворювач; 8 – рухома платформа сканера; 9, 10 – підшипники ковзання.

Вибір кроку сканування поверхні об'єкту дослідження залежить від діаметру ультразвукового перетворювача, тобто в кінцевому вимірі – від частоти ультразвукових коливань, яка має використовуватися в даній системі. Враховуючи, що довжина хвилі коливань визначається необхідною роздільною здатністю системи контролю – її порогом чутливості або еквівалентним діаметром мінімального помітного дефекту  $\Delta d$ , частота коливань має становити

$$f \geq \frac{C}{\Delta d}, \quad (4-26)$$

де  $C$  – швидкість розповсюдження ультразвукових коливань в контрольованому матеріалі.

Для випадку контролю сталевих зразків металу (швидкість повздовжніх коливань  $C$  при довжині хвилі коливань  $\lambda = \Delta d$ ) частота коливань має бути не меншою за  $f \geq C/\lambda$ .

Крок сканування, який унеможливає пропуск дефекту може становити  $0,8d$ , де  $d$  – діаметр ультразвукового п'єзоелектричного перетворювача. При виборі  $d \geq 6\lambda$ , наприклад  $d = 10\lambda$ , маємо значення кроку сканування  $\Delta L$  рівне  $8\lambda$ , що дає нам можливість визначити параметри приводу та конструктивних вузлів сканера.

При виборі радіуса шківів рушійних вузлів 5,6 сканера рівним  $r$  для переміщення рухомої платформи сканера на один крок рівний  $\Delta L$  необхідно забезпечити кут повороту шківів  $\alpha^0$ , що має становити:

$$\alpha^0 = \frac{\Delta L}{2\pi r} 360^0 \quad (4.27)$$

Відповідно до рис. 4.15 переміщення платформи з вимірювальним перетворювачем виконується кроковими двигунами 1 і 2, тип і марку яких необхідно вибрати виходячи з їх ціни, необхідної швидкодії і потужності. Такий вибір має враховувати масу рухомої платформи з вимірювальним перетворювачем на ній, а також необхідну швидкодію процесу сканування перетворювачем поверхні об'єкту контролю через прошарок води, як акустичного контактного середовища.

Для визначення частоти виконання переміщення вимірювального перетворювача визначимо тривалість часу розповсюдження ультразвукових коливань вибраної частоти  $f$  в контрольованому матеріалі товщиною  $H$ . При швидкості розповсюдження ультразвукових коливань в контрольованому матеріалі  $C$  та враховуючи луно-імпульсний метод контролю цей час становить

$$\tau = 2H/C \quad (4.28)$$

Для виключення впливу ревербераційних процесів за рахунок багатократного відбиття спадаючих за інтенсивністю ультразвукових коливань від верхньої і нижньої поверхні матеріалу об'єкту контролю період реалізації кроку сканування  $T_{ск.}$  повинен значно перевищувати  $\tau$ , наприклад - становити  $10\tau$ .

Проте для реальної товщини металевих матеріалів це буде надто короткий часовий інтервал. Так для сталюго зразка товщиною 20 мм це становитиме всього 80 мкс, що для механічної системи сканера з реальним значенням моменту інерції рухомої частини є неможливим для виконання. До того ж це перевищує швидкісні можливості крокових двигунів, кут повороту валу якого забезпечує зміщення рухомого вузла і платформи з вимірювальним перетворювачем. Реально період кроку сканування може становити (0,1 – 0,5) с.

Вибір типу крокових двигунів і відповідно швидкості роботи сканеру доцільно виконувати з урахування їх вартості та необхідної потужності. Потужність крокового двигуна повинна перевищувати втрати на подолання сил інерції рухомої частини сканера та сил тертя, які діють між направляючими і підшипниками ковзання (рис. 4.15). Необхідна потужність двигуна повинна перевищувати відношення роботи згаданих сил  $W$  до часу її виконання:

$$P_{кд} > \frac{W}{\tau} \quad (4.29)$$

Робота, яка затрачується на подолання сил тертя для двох підшипників ковзання становить:

$$W_{тр.} = 2\mu mg\Delta L, \quad (4.30)$$

де  $\mu$  - коефіцієнт тертя підшипників ковзання відносно поверхні направляючих сканера;  $m$  – маса рухомої частини сканера.

Враховуючи старт-стопний режим роботи сканера робота крокового двигуна витрачається також на прискорення рухомої частини сканера для виконання кожного наступного кроку переміщення платформи з вимірювальним перетворювачем. Цю роботу оцінимо значенням кінетичної енергії рухомої частини сканера:

$$W_{\text{до.}} = \frac{1}{2} m V^2 \quad (4.31)$$

де  $V$  - швидкість, яка досягається рухомою частиною:

$$V \approx \frac{\Delta L}{\tau_{\text{кр.}}} , \quad (4.32)$$

де  $\tau_{\text{кр.}}$  - фактичне значення тривалості виконання переміщення рухомої частини сканера на один крок сканування.

Таким чином сумарна робота, яку потрібно затратити на переміщення рухомої частини сканера на один крок становить:

$$W = W_{\text{до.}} + W_{\text{до.}} = m \Delta L \left( 2\mu g + \frac{1}{2\tau_{\text{до.}}} \right) \quad (4.33)$$

Робота, яка витачається магнітною системою крокового двигуна на утримання рухомої частини після її переміщення на крок сканування, не розглядається.

Таким чином необхідна потужність крокового двигуна має становити:

$$P_{\text{ед.}} > \frac{m \Delta L}{\tau_{\text{до.}}} \left( 2\mu g + \frac{1}{2\tau_{\text{до.}}} \right) \quad (4.34)$$

Згідно отриманого виразу потужність крокового двигуна визначається в першу чергу швидкістю сканування (тривалістю кроку сканування). Робота затрачена на прискорення рухомої частини сканера для зміни її положення на величину кроку сканування значно перевищує роботу проти сил тертя. При виборі значення кроку сканування в межах 0,1 с для сканера з вагою рухомої частини в межах 1 кг необхідна потужність крокового двигуна не перевищить декількох ват.

Таким параметрам потужності і швидкодії може відповідати найпростіший тип крокових двигунів, статор яких виконаний у вигляді багатополісної системи електромагнітів, а ротор зубчатої форми - з магнітом'якого матеріалу (рис. 4.16) або з постійними магнітами. Керування таким кроковими двигунами виконується шляхом комутації струму в обмотках статору. Ротор двигуна займає положення, яке відповідає мінімальному значенню магнітного опору, а значить максимуму енергії магнітного кола.

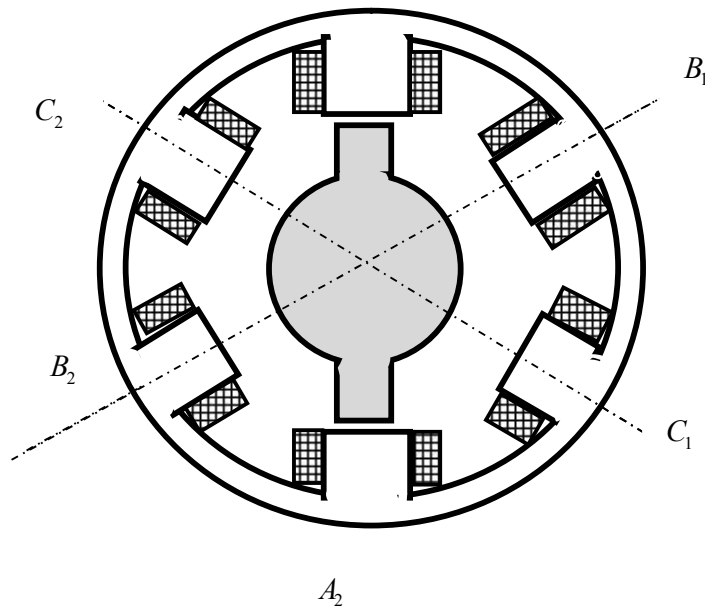


Рис.4.16 . Конструкція крокового двигуна з комутацією струму у котушках статору (крок кута повороту ротора -  $30^\circ$ )

У кроковому двигуні з трьома парами полюсів статорної системи та ротором з двома або чотирма симетрично розташованими зубцями, число кроків кутового положення ротору на один повний оберт становить 12 (кутовий крок обертання ротору  $30^\circ$ ). Завдяки такій формі ротору його положення відносно полюсів статору утримується силою магнітного протягування в напрямку відтвореного в статорній системі постійного магнітного поля.

Так при подачі в котушки полюсів  $A$  струму в напрямку  $A_1A_2$  ротор з однією парою виступів утримується в положення, яке показано на рис.4-16. Для того, щоб змінити його кутове положення на  $30^\circ$  у напрямку руху годинникової стрілки потрібно, щоб струм існував в котушках полюсів  $A$  у напрямку  $A_1A_2$  та в котушках полюсів  $B$  у напрямку  $B_1B_2$ . У цьому випадку сумарний магнітний потік котушок сусідніх пар полюсів займе кутове положення зсунуте на кут  $\Delta\alpha^0 = 30^\circ$ , що заставить ротор повернутися на такий кут в правосторонньому напрямку.

Для повороту ротора на кут  $\Delta\alpha^0 = 30^\circ$  в лівосторонньому напрямку відносно попереднього нульового положення необхідно не виключаючи струм у в котушках  $A$  подати струм в котушки полюсів  $C$  в напрямку  $C_2C_1$ . Таким чином для повороту ротора двигуна на один крок рівний  $\Delta\alpha^0 = 30^\circ$  необхідно на такий же кут змістити напрямок постійного магнітного поля котушок полюсів статору. Для уникнення помилок і утримання кутового положення ротору необхідно забезпечити постійну присутність магнітного поля котушок статору.

Варіант будови системи керування (драйвера) кроковим кутовим

рухом такого двигуна показаний на рис.4-17. Схема такого драйвера представлена трьома однаковими каналами комутації струму у котушках статора крокового двигуна.

Ключі 1 цих схем використовуються для підключення котушок до джерела напруги  $U$ , ключі 2,3 та 4,5 – для комутації напрямку струму у котушках. Кожен з ключів відкривається високим потенціалом (одиниця коду керування), а низький потенціал цього коду утримує ключ в розімкнутому стані.

Початку шкали кута повороту ротора двигуна відповідають коди встановлені на регістрах  $P_A, P_B, P_C$ , які відповідно становлять: 11010, 00000 та 00000. Згідно цим значення кодів керування котушки  $B_1B_2$  та  $C_1C_2$  відключені від напруги  $U$ , а через замкнутий ключ 1 в послідовно з'єднані котушки  $A_1A_2$  струм від цього джерела подається, про що свідчить одиниця коду керування (старший або перший зліва розряд). При цьому напрям струму становить  $A_1A_2$  (відкриті ключі 2 та 5).

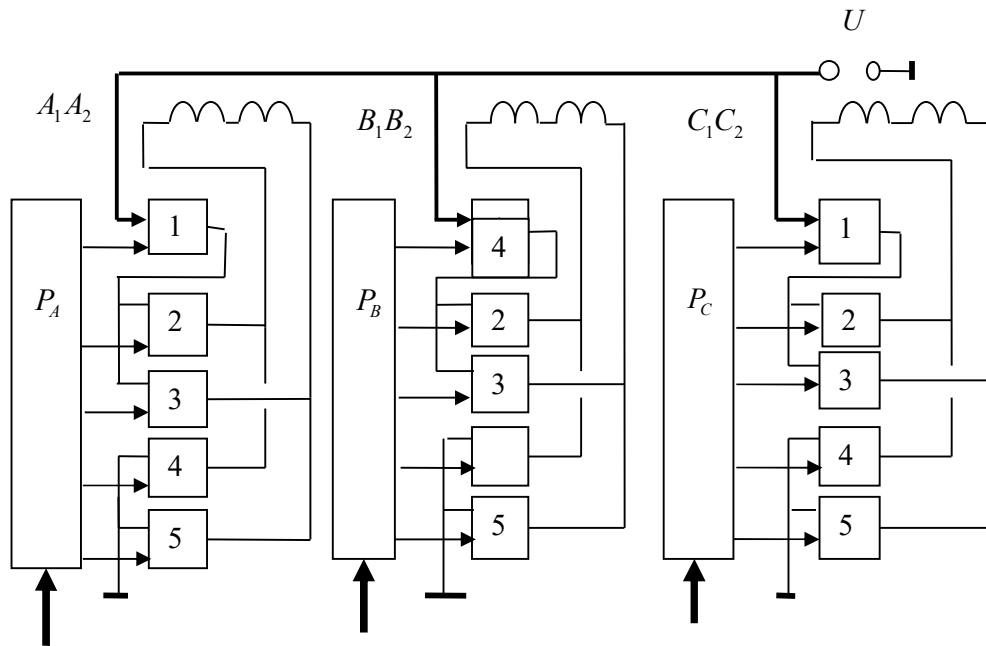


Рис. 4.17. Схема системи керування (драйвер) кроковим двигуном з комутацією струмів в котушках статора  
1 – регістр пам'яті; 2,3,4,5,6 –електронні ключі.

Для повороту ротора двигуна на  $30^\circ$  (один кутовий крок) коди керування змінюються наступним чином: 11010, 11010, 00000. Це означає, що струм у котушки  $A_1A_2$  продовжує поступати в тому ж напрямку, але при цьому відкриваються ключі 2,5 секції керування струму котушок  $B_1B_2$  другого полюса статора двигуна і струм від джерела напруги  $U$  надходить в ці котушки у такому ж напрямку. При цьому кутовий напрямок сумарного магнітного поля котушок двох сусідніх полюсів

статора змінився на  $30^\circ$ , що приведе до такого ж кута повороту ротора. В таблиці 4.1. наведені коди керування для кожного з дванадцяти фіксованих кутових положень ротора крокового двигуна.

Таблиця 4.1

Таблиця кодів керування кроковим двигуном.

$\alpha^\circ$	$A_1A_2$	$B_1B_2$	$C_1C_2$
0	11010	00000	00000
30	11010	11010	00000
60	00000	11010	00000
90	00000	11010	11010
120	00000	00000	11010
150	10101	00000	11010
180	10101	00000	00000
210	10101	10101	00000
240	00000	10101	00000
270	00000	10101	10101
300	00000	00000	10101
330	11010	00000	10101

Гідно наведеної таблиці для зміни кутового положення ротора крокового двигуна даного типу використовуються лише три комбінації кодів керування: 00000, 11010 і 10101. Використовуючи ці коди керування в напрямку наростання кута повороту чи навпаки – реалізуємо прямий і реверсний режим роботи крокового двигуна.

Необхідний кут повороту ротора крокового двигуна для відпрацювання переміщення вимірювального перетворювача системи контролю на один крок сканування залежить від розмірів (діаметру) цього перетворювача та передаточного відношення механічної системи, яка трансформує кут повороту у поступальний рух. Для сканера (Рис.4-15) величина радіусу шківів  $r$  для переміщення вимірювального перетворювача з радіусом пластини п'єзоелектричного збудника-приймача ультразвукових коливань  $d_{ВП}$  на крок сканування рівний  $0,8d_{ВП}$  за рахунок повороту ротора крокового двигуна на кут  $\Delta\alpha^\circ$  становить:

$$r = \frac{0,8d_{AI}}{2\pi} \frac{360^\circ}{\Delta\alpha^\circ} \approx 1,5d_{AI} \quad (4.35)$$

При відомій масі рухомої частини сканеру  $m$ , яка з допомогою крокового двигуна  $I$  (рис.4.16) має рухатися вздовж направляючих  $4$  з коефіцієнтом тертя  $\mu$  за час переміщення на один крок сканування  $\tau$ , можемо уточнити необхідне значення потужності  $P$  крокового двигуна розвинене на радіусі шківів системи руху  $r$ :

$$P \geq \frac{2\pi}{k} \left( \frac{mgr}{T} \right) \quad (4.36)$$

де  $m$  – маса рухомої;  $T$  – час виконання повороту ротора крокового двигуна на кут, що відповідає одному кроку:  $\Delta\alpha = 2\pi/k$ .

При цьому еквівалентна частота обертання ротору крокового двигуна  $f_{екв.}$ , яка визначається через швидкість відпрацювання ним крокового куту повороту, становить:

$$f_{екв.} = \frac{2\pi}{kT} \quad (4.37)$$

Алгоритм роботи автоматичної системи графічно показаний на рис.4.18. Згідно принципу роботи системи контролю кожному  $i$  – тому кроку сканування вздовж умовної осі  $Ox$  та  $j$ -тому кроку вздовж осі  $Oy$  відповідає координатно зафіксовані у цифровій пам'яті мікроконтролеру значення  $k$ -тої дискретної вибірки  $A$ -сканів:  $N_i N_j N_k$ .

Час виконання вимірювань визначається розмірами зони сканування при фіксованій швидкості сканування. Отримана в результаті контролю інформація про розподіл градієнтів густини в об'ємі матеріалу дозволяє виконувати двовірне відображення такого розподілу у вигляді В-сканів чи С-сканів будь-якої просторової орієнтації.

Подібна система ультразвукового контролю може використовуватися для контролю об'єктів з плоскою або циліндричної поверхнями.

Найвищі показники потужності мають двохфазні крокові двигуни з зубчатим ротором виготовленим з феромагнітного листового матеріалу з кутовим періодом розташування прямокутних зубчатих виступів рівним  $10,8^\circ$  розташованих на поверхні циліндричного ротору паралельно його осі. Поверхня полюсів статору зі сторони поверхні ротору теж виконана з подібними зубчатыми утвореннями, але з дещо іншим кроком. При повороті ротора на кут  $1,8^\circ$ , який відповідає довжині дуги рівній третій частині довжини зубчатого виступу ротору, частина зубчатих виступів ротору і статору двигуна співпадають в просторі утворюючи момент утримання завдяки намагніченості ротору.

Матеріал ротору намагнічений полем постійного магніту, який симетрично вмонтовано в тіло ротора вздовж його осі. Наявність цього постійного магніту забезпечує фіксацію кутового положення ротору крокового двигуна після кожного його повороту на кут  $1,8^\circ$ .

Поворот ротора двигуна на кут  $1,8^\circ$  відбувається при подачі в котушки полюсів статору імпульсів струмів з квадратурним фазовим зсувом. Формування таких імпульсів виконується вихідними напругами двох  $jk$  – тригерів 7 і 8 за схемою показаною на рис 4.19.

Для формування обертового електромагнітного поля котушок полюсів двигуна достатньо чотирьох імпульсів на вході тригера 1. Частота зсунутих на  $90^\circ$  напруг на виходах тригерів 7 і 8 в чотири рази менша за частоту імпульсів, які подаються на вхід тригера 1.





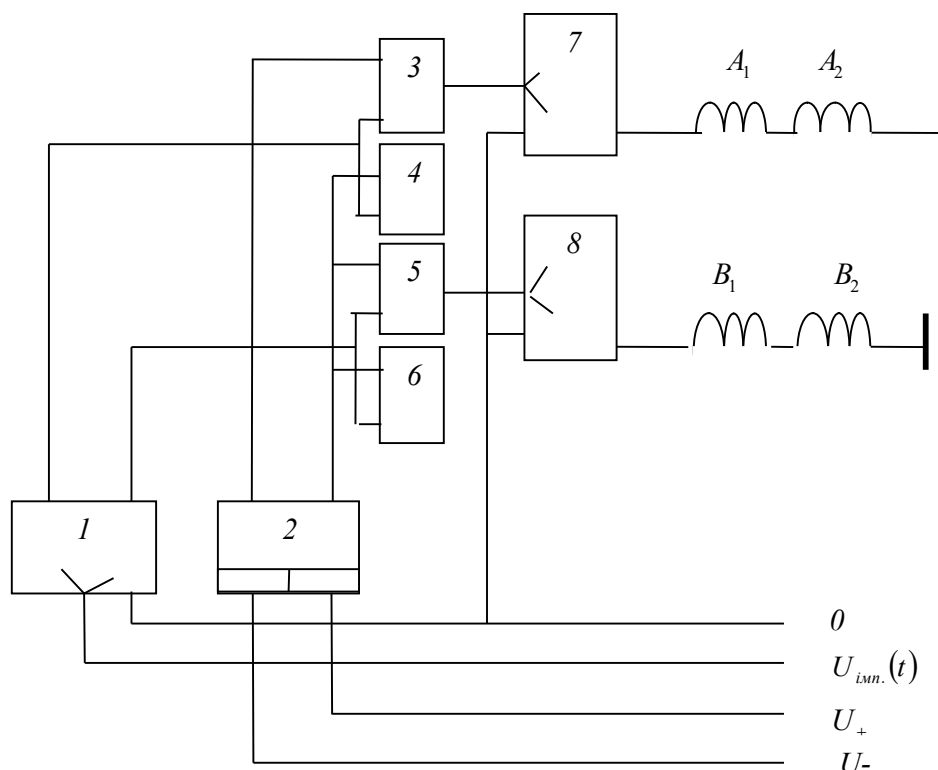


Рис. 4.19. Схема керування кроковим двигуном

У випадку необхідності реалізації системи контролю об'єктів з складною (розвиненою) поверхнею необхідно використовувати сканер з більшим числом ступенів вільності та попередньо формувати програму керування таким сканером адаптувавши її до поверхні об'єкту контролю. Такий сканер є фактично програмованим роботом, особливістю якого є перш за все висока швидкість та точність позиціонування рухомої платформи з розміщеним на ній вимірювальним перетворювачем при числі ступенів вільності її переміщення не менше п'яти. Технічно можливість реалізації подібної системи сканування не викликає сумнівів, проте її економічна доцільність вимагає спеціального обґрунтування.

Відповідно до алгоритму роботи ультразвукової системи (рис. 4.18) результатом контролю є набір дискретних даних про рівень луносигналів, результат вимірювання кожного з яких зафіксований у цифровій пам'яті мікроконтролера разом з трьохмірними їхніми координатами -  $i, j, k$ . При цьому потрібно зауважити, що координати вибірок луносигналів не обов'язково відповідають безпосередньо геометричним координатам об'єктів контролю.

Для того, щоб координати  $i, j, k$  відповідали геометричним координатам контрольованого об'єкту необхідно визначити координати положення осей сканера в системі відліку координат об'єкту контролю і виконувати необхідні перерахунки. Якщо осі координат сканера паралельні осям координат об'єкту контролю перерахунок координат

полягає у складанні отриманих координат сканування с координатам положення осей сканера в системі координат об'єкту.

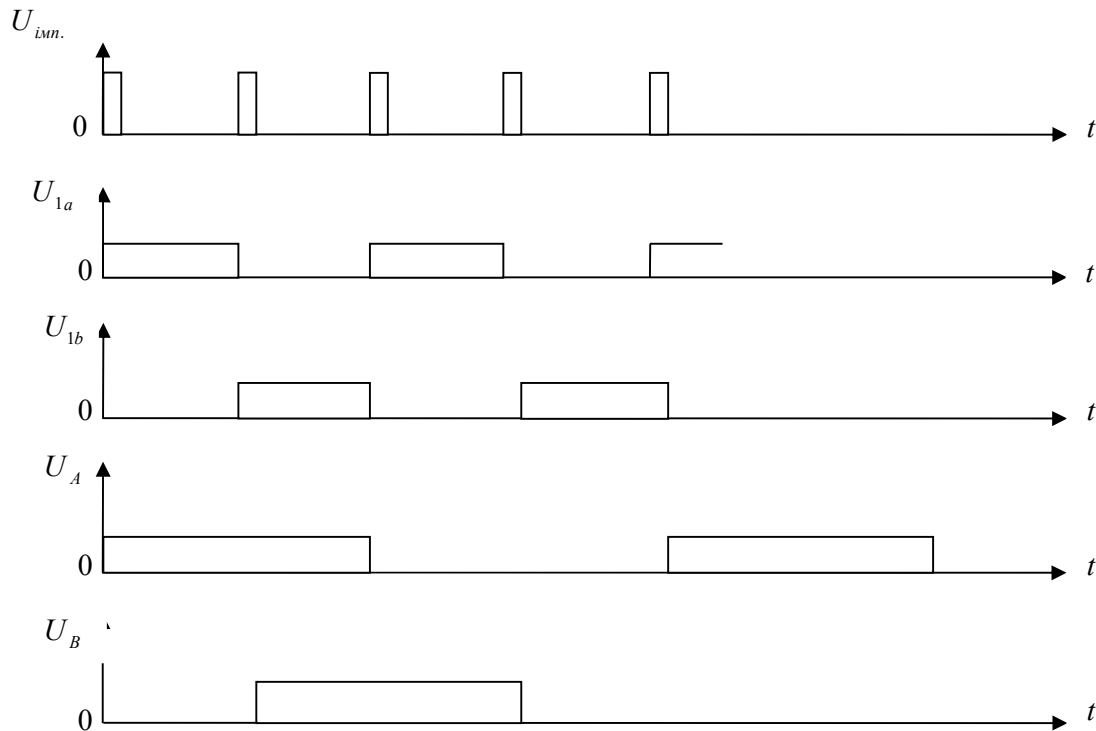


Рис. 4.21. Графіки напруг схеми керування двохфазним кроковим двигуном

#### Розрахунок акустичного тракту системи контролю.

В якості п'єзоматеріалу ультразвукового перетворювача можемо використати любий п'єзоелектрик, проте рекомендованим матеріалом для збудження і прийому ультразвукових коливань в діапазоні (1 - 10) МГц з максимальним коефіцієнтом прямого  $K_{np}$  і зворотного  $K_{зв.}$  п'єзо ефектів рівним приблизно 0,4 (коефіцієнт електромеханічного зв'язку), є ЦТС-19 (цирконат-титанат свинцю). Збудження і прийом коливань на частотах в районі 100 МГц доцільно виконувати з використанням кристалів Y-зрізу  $LiNiO_3$  (ніобат літію), коефіцієнт електромеханічного зв'язку якого становить 0,22 [12, 13, 25].

Для фокусуючих ультразвукових перетворювачів здатних використовуватися в діапазоні коливань до 100 МГц і вище ефективними виявилися плівки з полівінілдефториду (ПВДФ), коефіцієнт електромеханічного зв'язку яких досягає 0,14. Основна перевага такого матеріалу в технологічності конструювання перетворювачів завдяки гнучкості плівки і можливості приймати форму металевих обкладинок.

П'єзоелектричний перетворювач при підключенні на електропровідні обкладинки імпульсу напруги відповідно до її полярності

стискається або розтягується за рахунок зворотного п'єзоелектричного ефекту. Подібна енергетична дія викликає в пластині коливання у напрямку перпендикулярному обкладинкам (поршнева мода).

Такий перетворювач відноситься до класу дисипативних коливальних систем тому, що до пластини перетворювача з однієї сторони приєднаний шар поглинача коливань, а з іншої через тонкий шар рідини з пластиною контактує велика маса матеріалу об'єкту контролю. Таке навантаження приводить до значних енергетичних втрат коливальної системи, що спричиняє швидке затухання коливань. Еквівалентною схемою заміщення пластини п'єзоелектричного перетворювача є коливальний контур на основі індуктивності і ємності. При цьому приєднані маси поглинача коливань і об'єкту контролю діють аналогічно приєднанню паралельно до резонансного  $LC$  контуру активного опору.

Таким чином в матеріалі п'єзоелектричного перетворювача при підключенні до обкладинок імпульсу напруги повинні відбутися коливання поршневої моди (у напрямку перпендикулярному обкладинкам) на частоті механічного резонансу в цій пластині, яка в свою чергу повинна дорівнювати визначеній нами частоті. Для того, щоб потрібна нам частота була резонансною частотою пластини перетворювача, її товщина повинна бути кратною половині довжини хвилі коливань в матеріалі цього перетворювача. В більшості випадків вибирають значення товщини рівне половині довжини хвилі коливань ( $h_{\pi} = \lambda_{\pi}/2$ ) з міркувань мінімізації рівня амплітуди сигналу збудження коливань в пластині.

Зону коливань збуджених плоским п'єзоелектричним перетворювачем поділяють на ближню і дальню. Довжина ближньої зони обмежена значенням відстані

$$r_{\text{бл.}} = \frac{(R_{\pi})^2}{\lambda} \quad (4.38)$$

де  $R_{\pi}$  - радіус диску перетворювача.

В межах ближньої зони коливань збуджених плоским п'єзоелектричним перетворювачем існують ділянки з низьким акустичним тиском, що є наслідком інтерференції акустичних коливань від кожної точки поверхні перетворювача. З метою уникнення можливості пропуску дефектів за рахунок подібних ділянок формування головної пелюстки діаграми направленості виконують за межами контрольованого середовища об'єкту контролю. Для цього використовується звукопровідна вставка між перетворювачем і поверхнею об'єкту контролю з матеріалу, що забезпечує мінімальне затухання коливань даної частоти, наприклад – з вуглецевої термічно обробленої сталі (коефіцієнт затухання на частоті 2,5 МГц до 10 Нп/м) або оргскла (затухання на даній частоті – до 30 Нп/м). Довжина такого провідника коливань має відповідати приблизно довжині ближньої зони коливань п'єзоелектричного перетворювача згідно (4.38).

Так для перетворювача з частотою коливань 2,5 МГц довжина такої вставки може становити 18 мм.

При підключенні до обкладинок пластини п'єзоелектричного перетворювача однократного короткого імпульсу напруги в ньому збуджується швидкозатухаючий радіоімпульс коливання, що описується наступною функцією:

$$A(t) = A_m \left[ 1 - \cos\left(\frac{2\pi f}{3} t\right) \right] \cos 2\pi f t \quad (4.39)$$

$$0 \leq t \leq \frac{3}{f}$$

де  $f$  – частота ультразвукових коливань.

Через шар води, як акустичне контактне середовище, коливання проходять в матеріал контролю. Якщо шар води між перетворювачем і поверхнею об'єкту контролю має товщину меншу за довжину хвилі коливання у воді, втратами на його проходження можемо нехтувати. Якщо ж шар води перевищує вказаний ліміт необхідно враховувати втрати на проходження хвилею границь розділу середовищ п'єзокераміка – вода та вода – об'єкт контролю.

Формування імпульсу збудження п'єзоелектричного перетворювача виконується шляхом комутації постійної напруги потрібного рівня з допомогою електронного ключа, який відкривається коротким імпульсом тривалістю не меншій за половину періоду резонансного коливання перетворювача.

Завданням акустичного розрахунку є визначення коефіцієнту затухання ультразвукового сигналу при його відбитті від розташованого на максимальному віддаленні від поверхні об'єкту контролю дефекту бракувального розміру  $\Delta_{бр.}$ .

Враховуємо деяке розширення головної пелюстки діаграми направленості п'єзоелектричного перетворювача у дальній зоні коливань (рис 4.22):

$$\gamma = \arcsin\left(0,61 \frac{2\lambda}{d_{п.}}\right) \quad (4.40)$$

Визначимо переріз головної пелюстки діаграми направленості коливань на нижній границі об'єкту контролю:

$$S_u = \pi \left( \frac{d_{п.}}{2} + H \cdot \operatorname{tg} \gamma \right)^2 \quad (4.41)$$

де  $H$  – товщина об'єкту контролю.

Відбитий від дна об'єкту контролю ультразвуковий сигнал, який приймається п'єзоелектричним перетворювачем, має площу перерізу частини головної пелюстки діаграми направленості рівну  $S_0 = \pi d_{п.}^2 / 4$ . Враховуючи, що ультразвукові коливання практично повністю відбиваються від донної поверхні об'єкту контролю за рахунок великої

різниці акустичних імпедансів сталі і повітря за коефіцієнт відбиття від донної поверхні сприймаємо відношення перерізу діаграми направленості відбитої хвилі від донної поверхні у напрямку п'єзоелектричного перетворювача до перерізу головної пелюстки діаграми направленості падаючої хвилі на донну поверхню об'єкту контролю:

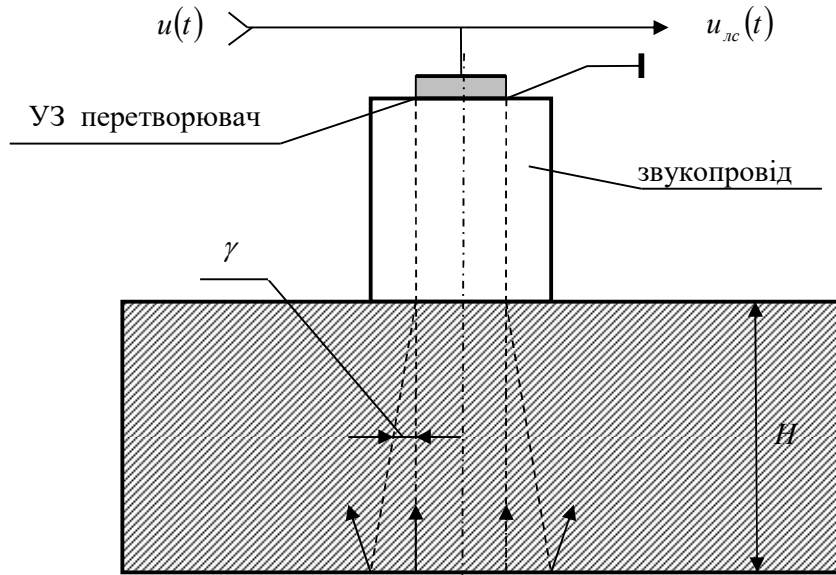


Рис. 4.22. До визначення коефіцієнту відбиття ультразвуку від донної поверхні об'єкту контролю

$$K_{\text{дн.}} = \frac{S_0}{S_n} = \frac{d_{\text{п.}}^2}{(d_{\text{п.}} + 2H \cdot \text{tg} \gamma)^2} \quad (4.42)$$

Таким же чином визначаємо коефіцієнт відбиття від дефекту у вигляді газового включення з еквівалентним розміром (діаметром) рівним бракувальному рівню  $\Delta_{\text{бр.}}$ , який розташований максимально близько до верхньої поверхні  $(K_{\text{бр.}})_{\text{пов.}}$  та нижньої поверхні - дна  $(K_{\text{бр.}})_{\text{дон.}}$  об'єкту контролю представляючи поверхню такого дефекту плоскою і перпендикулярною напрямку розповсюдження ультразвукових коливань:

$$(k_{\text{бр.}})_{\text{пов.}} = \frac{\Delta_{\text{бр.}}^2}{d_{\text{п.}}^2} \left[ \frac{Z_{\text{нов.}} - Z_{\text{ст.}}}{Z_{\text{нов.}} + Z_{\text{ст.}}} \right] \quad (4.43)$$

$$(k_{\text{бр.}})_{\text{дон.}} = \frac{\Delta_{\text{бр.}}^2}{(d_{\text{п.}} + 2H \cdot \text{tg} \gamma)^2} \left[ \frac{Z_{\text{нов.}} - Z_{\text{ст.}}}{Z_{\text{нов.}} + Z_{\text{ст.}}} \right] \quad (4.44)$$

де  $Z_{\text{нов.}}, Z_{\text{ст.}}$  - акустичні імпеданси повітря і сталі:  $Z_{\text{нов.}} = \rho_{\text{нов.}} C_{\text{нов.}}$ ;  $Z_{\text{ст.}} = \rho_{\text{ст.}} C_{\text{ст.}}$ .

Тепер можемо визначити коефіцієнт ослаблення інтенсивності ультразвукового сигналу відбитого дефектом бракувального розміру розташованого безпосередньо біля верхньої  $(K_{\text{бр.пов.}})$  та біля нижньої  $(K_{\text{бр.дон.}})$  поверхонь об'єкту контролю:

$$K_{\text{бр.пов.}} = K_{\text{пер.}}^2 \cdot K_1^2_{\text{прох.}} \cdot K_{\text{зв.}}^2 \cdot K_2^2_{\text{прох.}} \cdot (k_{\text{бр.}})_{\text{пов.}}, \quad (4.45)$$

$$K_{\text{бр.дон.}} = K_{\text{пер.}}^2 \cdot K_{1\text{прох.}}^2 \cdot K_{\text{зв.}}^2 \cdot K_{2\text{прох.}}^2 \cdot K_{\text{зат.ок.}}^2 \cdot (k_{\text{бр.}})_{\text{дон.}}, \quad (4.46)$$

де  $K_{\text{пер.}}$  - коефіцієнт прямого (зворотного) п'єзоефекту - перетворення значення напруги імпульсу в інтенсивність ультразвукових коливань і навпаки;  $K_{1\text{прох.}}$  - коефіцієнт проходження границі матеріалів п'єзоелектричного перетворювача і об'єкту контролю (сталі);  $K_{\text{зв.}}$  - коефіцієнт затухання ультразвукового сигналу при проходженні матеріалу звукопроводу в одну сторону;  $K_{2\text{прох.}}$  - коефіцієнт проходження ультразвукових коливань через границю розділу середовищ «п'єзокераміка - сталь»;  $K_{\text{зат.ок.}}$  - коефіцієнт затухання ультразвукового сигналу в матеріалі об'єкту контролю товщиною  $H$ ;

Для розрахунку коефіцієнтів проходження та відбиття ультразвукових коливань визначаємо акустичні імпеданси об'єкту контролю (сталі), п'єзокераміки та матеріалу звукопроводу за їх значеннями їх густини і швидкості розповсюдження повздовжньої хвилі коливань:

$$Z = \rho \cdot C \quad (4.47)$$

Коефіцієнт проходження ультразвуковим сигналом границі розділу двох середовищ з акустичним імпедансом  $Z_1, Z_2$  в прямому та зворотному напрямках становить [14, 19]:

$$K_{\text{прох.}} = \frac{4Z_1 \cdot Z_2}{(Z_1 + Z_2)^2} \quad (4.48)$$

Коефіцієнт відбиття ультразвуку від границі розділу середовищ з акустичними імпедансами відповідно  $Z_1, Z_2$  становить:

$$K_{\text{відб.}} = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2}, \quad (4.49)$$

Коефіцієнт затухання ультразвукових коливань  $K_{\text{зат.}}$  вибраної робочої частоти при проходженні ними дистанції  $2H$  матеріалу об'єкту контролю визначаємо при урахуванні табличного питомого значення коефіцієнта затухання на цій частоті для даного матеріалу при проходженні коливаннями дистанції 1 м [10].

При контролі матеріалів елементів сталевих конструкцій та інших твердотільних матеріалів доцільно врахувати, що коефіцієнт затухання ультразвукових коливань має дві емпіричні складові - поглинання коливань і їх розсіювання [14]:

$$K_{\text{зат.}} = K_{\text{погл.}} + K_{\text{розс.}} \quad (4.50)$$

Коефіцієнт поглинання коливань пропорційний частоті коливань, його табличне значення можемо знайти зі співвідношення  $(K_{\text{погл.}}/f)$   $(H\text{н}/M\Gamma\text{ц} \cdot \text{м})$ , яке для сталі становить (0,1 – 1,5), для алюмінію (0,05 – 0,06).

Коефіцієнт розсіювання використовується для оцінювання затухання ультразвукових коливань в матеріалах з полікристалічною будовою. Так при співвідношенні довжини хвилі коливань і середнього значення розмірів кристалів матеріалу  $d_{\text{кр.}}$  рівному  $(\lambda/d_{\text{кр.}}) = (4 - 10)$  значення

$K_{розс.} \approx d_{кр.} f^2$  (тут розмір кристалу в мм, а значення частоти - в МГц). При співвідношенні  $(\lambda/d_{кр.}) > 10$   $K_{розс.} \approx d_{кр.}^3 f^4$ .

При незмінному коефіцієнті підсилення сигналу в електронному тракті системи величина напруги однакового за розмірами дефекту, але розташованому на різній глибині відносно поверхні об'єкту, буде різною завдяки затуханню ультразвукового сигналу в матеріалі об'єкту контролю, що не дасть за рівнем луносигналу ідентифікувати розмір дефекту.

Компенсацію впливу затухання ультразвукового сигналу на амплітуду луносигналу можемо реалізувати двома способами. Один з них вимагає попередньо дискретно визначити і зберігати у пам'яті мікроконтролеру функціональну залежність амплітуди луносигналів від відстані до дефекту, яка відрховується від поверхні збудження ультразвукових коливань у контрольованому матеріалі, та від еквівалентного діаметру дефекту (АВД – амплітуда-відстань-діаметр діаграма). Наявність подібних діаграм дозволяє визначити фактичний розмір виявленого дефекту за його двома параметрами: амплітудою відбитого ним луносигналу та відстанню до цього дефекту, яка пропорційна часовій затримці луносигналу. Функціональна схема системи контролю з таким способом визначення фактичного розміру виявлених дефектів представлена на рис.4.25.

В даній системі часове запізнення луносигналу відбитого від дефекту внутрішньої структури матеріалу відповідає тривалості прямокутного за формою імпульсу, що формується - RS-тригером 9. Тригер синхронізується, з однієї сторони - імпульсом запуску коливань п'єзоелектричного перетворювача 7, а з іншої сторони - вихідним сигналом компаратору 8, який спрацьовує при надходженні луносигналу відбитого від дефекту. Коефіцієнт підсилення в електронному тракті системи повинен бути достатнім, щоб рівень луносигналу від найбільш віддаленого дефекту, розмір якого відповідає бракувальному рівню, перевищив поріг спрацювання компаратору (0,1 В).

Отриманий таким чином часовий інтервал (імпульс напруги) кодується за рахунок його співпадання з високочастотним періодичним імпульсним сигналом (наприклад – 10 МГц) отриманим в результаті ділення частоти генератора мікроконтролеру. Для такого кодування використовується логічна схема співпадання 10 та лічильник 11.

Порівняння амплітуди луносигналу  $U_{лс.}$  (код АЦП) та відповідної йому глибини розташування дефекту  $h_0$  пропорційної часовому запізненню луносигналу  $\tau$  (код лічильника 11) з зафіксованими в пам'яті мікроконтролера АВД-діаграмами виконується програмно. Результатом подібного порівняння є визначення фактичного розміру дефекту.

Нелінійність АВД-діаграм пояснюється зменшенням інтенсивності акустичних коливань (акустичного тиску) в залежності від відстані до місця розташування дефекту (вплив розширення діаграми направленості в

дальній зоні коливань). Лінеаризація таких залежностей, як АВД-діаграма, приводить до похибок визначення фактичних розмірів дефектів.

Другим способом уникнення впливу затухання ультразвукового сигналу при його розповсюдженні внутрішнім середовищем об'єкту контролю є його пряма компенсація шляхом змінного в часі підсилення сигналу прямо пропорційно величині затухання. Подібне регулювання коефіцієнта підсилення виконують шляхом відповідної зміни в функції часу співвідношення сигналів, що подаються на інвертуючий та неінвертуючий входи диференційного підсилювача. Найпростіший спосіб зміни співвідношення сигналів на входах підсилювача полягає у відповідній зміні співвідношення включених на вказаних входах опорів. Для прикладу прийнятними варіантами в залежності від діапазону регулювання коефіцієнту підсилення можуть бути схеми підключення сигналу до входів підсилювача, як показано на рис. 4.23.

Коефіцієнт підсилення операційного підсилювача (Рис 4.23 б) визначається за формулою:

$$K = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (4.51)$$

Змінним опором  $R_1$  може бути регульований електричним сигналом опір *npr* чи *pnp* транзисторного переходу або опір цифро-аналогового перетворювача, керований цифровим кодом. Тобто два варіанти (аналоговий і цифровий) побудови системи регулювання коефіцієнту підсилення операційного підсилювача в електронному тракті ультразвукової системи дефектоскопії. З метою мінімізувати похибку визначення розмірів дефектів віддалених від поверхні об'єкту контролю використовують нелінійне в часі регулювання коефіцієнту підсилювання. Сигнал керування формують аналоговим способом використовуючи напругу розряду конденсатора, або його реалізують з допомогою подільника напруги на основі використання змінного опору цифро-аналогового перетворювача. Код керування таким перетворювачем можемо формувати з допомогою лічильника імпульсів, які використовуються для дискретизації А-скану (імпульси синхронізації АЦП).

Знання коефіцієнту електромеханічного зв'язку п'єзоелектричного перетворювача, величини коефіцієнту відбиття від дефекту та затухання ультразвукового сигналу при його проходженні границь розділу середовищ з різними акустичними імпедансами дозволяє визначити необхідну амплітуду імпульсу напруги збудження перетворювача, якщо задатися рівнем амплітуди луносигналу на виході перетворювача  $U_{лс}$ .



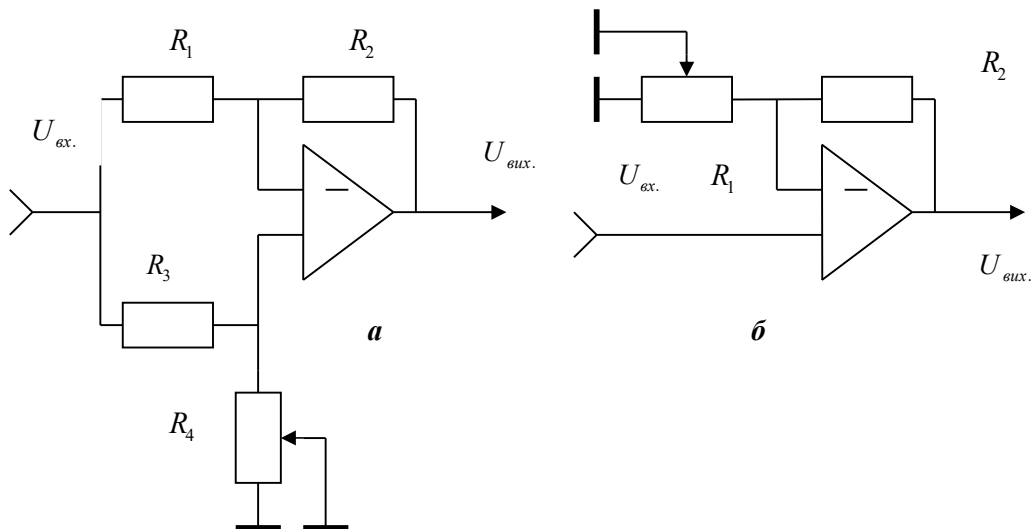


Рис.4.23. Схеми підключення операційних підсилювачів з регульованим коефіцієнтом підсилення

Як було акцентовано при розгляді аналізу вірогідності контролю, головна увага приділяється контролю дефекту, розмір якого сягає бракувального рівня  $\Delta_{бр.}$ . Тому розглядаючи найгіршу ситуацію, якій відповідає розташування дефекту біля донної поверхні об'єкту, визначаємо для нього коефіцієнт затухання луносигналу (4-46) та задаємося рівнем луносигналу  $U_{лс}$  від нього, наприклад -  $U_{лс}=10мВ$ , і визначаємо необхідну амплітуду імпульсу збудження коливач п'єзоелектричного перетворювача, як:

$$U_{имп.} = \frac{U_{лс}}{K_{бр.пов.}} \quad (4.52)$$

**Розрахунок параметрів функціональних вузлів електронного тракту системи.**

В електронному тракту системи, функціональна схема якої представлена на рис. 4.24, виконується підсилення вихідного сигналу п'єзоелектричного перетворювача, його детектування та виділення фільтром нижніх частот відеоімпульсу (огибаючого сигналу радіоімпульсу). Кінцевим продуктом електронного тракту системи є цифровий код вихідного сигналу, який формується АЦП.

Коефіцієнт передачі детектору середнього значення сигналу становить:

$$|K_d| = \frac{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} U_m \sin \omega t dt}{U_m} = \frac{1}{\pi} \approx 0,3 \quad (4.53)$$

Коефіцієнт передачі фільтру нижніх частот при виділенні ним постійної напруги можемо рахувати, як

$$K_{фнч} = \frac{R_1}{R_1 + r_o} \quad (4.54)$$

де  $r_o$  - опір відкритого діоду ( $r_o \leq 200 \text{ ом}$ ).

Вибираємо АЦП – його розрядність та діапазон напруг, які вимірюються і при цьому представляються цифровим кодом. З нашої точки зору для даної системи може підходити АЦП з 8 розрядів для вимірювання постійної напруги в межах  $(0 - 1) В$ .

Задаємося значенням напруги на вході АЦП, яка відповідає бракувальному рівню дефекту, наприклад -  $U_{бр.} = 0,2 В$ . Це дозволяє нам скласти рівняння для визначення необхідного значення коефіцієнту підсилення сигналів підсилювачем  $K$ :

$$U_{лс.} \cdot K \cdot K_{д} \cdot K_{ФНЧ} = U_{бр.} \quad (4.55)$$

Звідси мінімальне значення коефіцієнту підсилення напруги луносигналів має дорівнювати:

$$K_{\min} = \frac{U_{бр.}}{U_{лс.} \cdot K_{д} \cdot K_{ФНЧ}} \quad (4.56)$$

Діапазон збільшення коефіцієнту підсилення луносигналів визначається зворотною функцією АВД- діаграми для бракувального розміру дефекту. Максимальне значення коефіцієнту підсилення повинно бути досягнуто через тривалість часу запізнення  $\tau$  луносигналу від дефекту бракувального рівня при його розташуванні безпосередньо на нижній (донній) стороні об'єкту контролю ( $\tau = 2H/C$ ) . Враховуючи збільшене затухання такого сигналу (3.16) максимальне значення коефіцієнту підсилення має становити:

$$K_{\max} = \frac{K_{\min}}{K_{ок.}^2 (k_{бр.})_{дон.}} \quad (4.57)$$

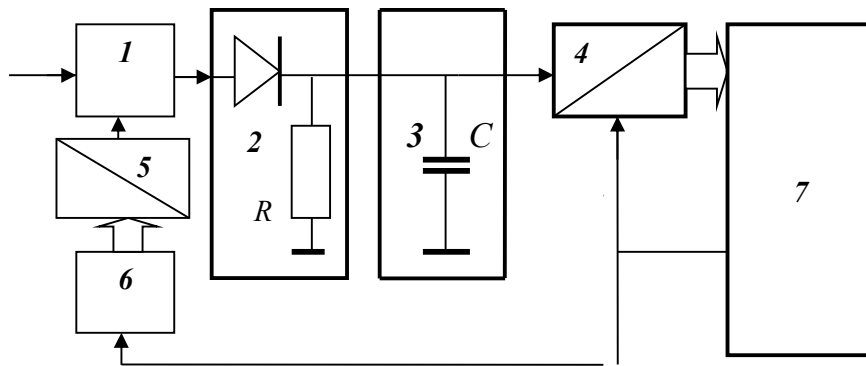


Рис. 4.24. Функціональна схема електронного тракту системи ультразвукової дефектоскопії

1 – підсилювач; 2 – детектор; 3 – фільтр НЧ; 4 – АЦП; 5 – ЦАП; 6 – лічильник; 7 – мікроконтролер.

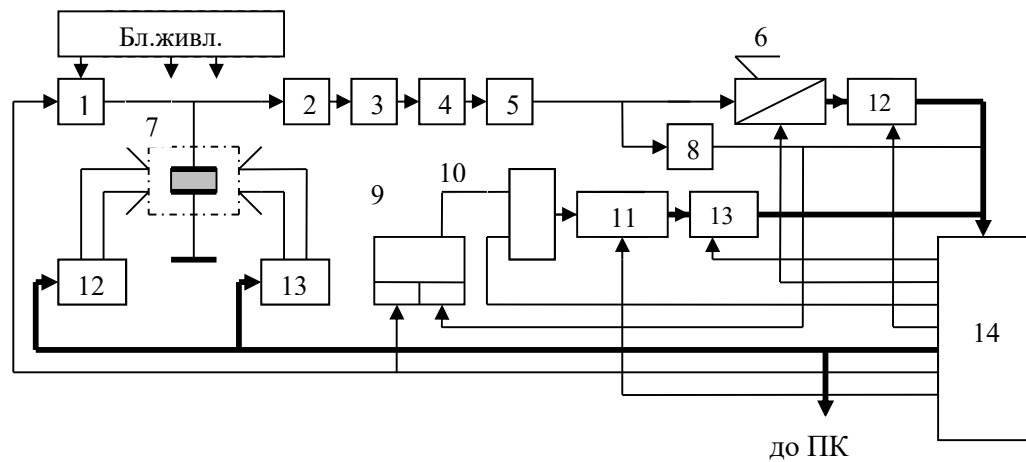


Рис. 4.25. Спрощена функціональна схема системи акустичного контролю з визначенням розмірів дефектів шляхом порівняння луносигналу з АВД діаграмами.

1 – ключ; 2 – схема захисту електронного тракту амплітудний захист; 3 – підсилювач; 4 – детектор; 5 – фільтр нижніх частот; 6 – АЦП; 7 – п’єзоелектричний перетворювач; 8 – компаратор; 9 – RS- тригер; 10 – логічна схема «І»; 11 – лічильник імпульсів; 12,13 – привід двох координатного сканеру; 12,13 електронні ключі на основі схем «І»; 14 – мікроконтролер.

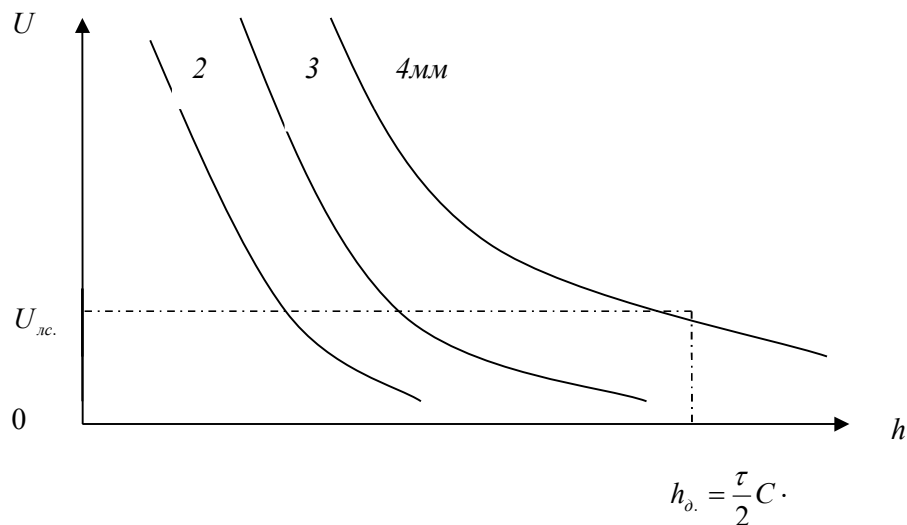


Рис. 4.26. Приклад визначення еквівалентного діаметру дефекту з допомогою АВД – діаграм.

Лінеаризація кривої зміни коефіцієнту підсилення в електронному тракті системи забезпечила мінімальну похибку визначення бракувального рівня дефектів в зонах контрольованого матеріалу близьких до поверхонь, але при цьому збільшила похибку визначення таких дефектів в центральній частині матеріалу. Зміщуючи положення кривої похибки компенсації згасання паралельно самій собі можемо вважати можливим

досягти значення цієї похибки рівним  $\pm 5\%$  незалежно від просторового положення дефекту.

Наступним етапом проектування системи контролю є визначення відповідності її параметрів заданій оцінці вірогідності контролю. Для виконання цього етапу потрібно виконати аналіз похибок вимірювання на основі якого визначити оцінки помилок контролю, а потім і очікуваної вірогідності результату контролю. Якщо розрахункова вірогідність буде меншою за заданий рівень, необхідно змінювати параметри функціональної схеми в сторону зменшення похибок вимірювального перетворення і таким чином досягти зменшення ймовірності помилок контролю.

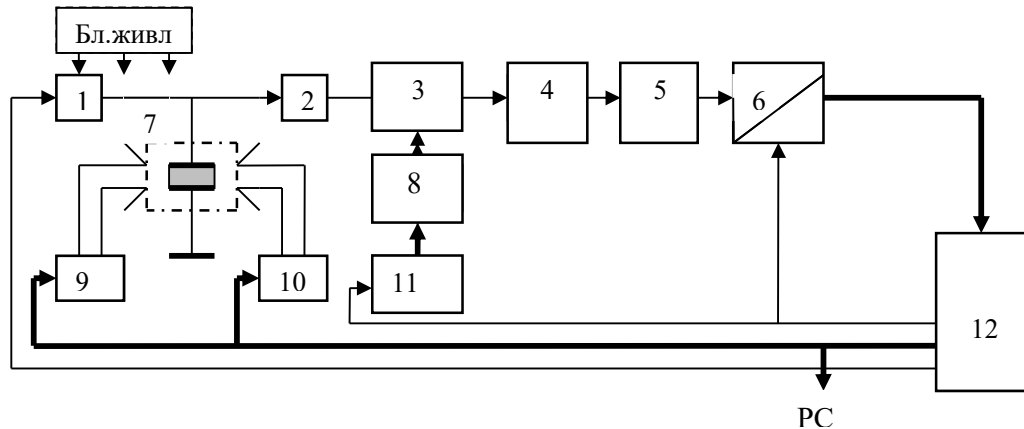


Рис. 4.27. Функціональна схема автоматичної системи акустичного контролю

1 – ключ; 2 – схема захисту електронного тракту від напруги; 3 - підсилювач з автоматично регульованим коефіцієнтом підсилення; 4 – амплітудний детектор; 5 – фільтр нижніх частот; 6 – АЦП; 7 – ультразвуковий перетворювач; 8 – ЦАП; 9, 10 – приводи сканера за координатами x,y; 11 – лічильник імпульсів; 12 - мікроконтролер.

Такі ітерації функціональної схеми виконують до досягнення заданої оцінки вірогідності. І тільки після цього продовжують розробку у частині синтезу принципової схеми та її реалізації.

#### 4.4. Ультразвуковий скануючий мікроскоп

Ультразвукові систем високої роздільної здатності на рівні (10 - 20) мкм здатні знайти ефективне використання в багатьох галузях техніки і в медицині. В медицині подібні ультразвукові системи здатні підвищити результативність гістологічних досліджень порівняно з традиційними оптичними методами завдяки можливості спостереження внутрішнього середовища біологічних тканин [26]. Сучасні ендоскопічні системи комплектуються, як оптичними камерами, так і ультразвуковими системами високої роздільної здатності для можливості з допомогою ультразвукових досліджень виконати діагностику стану тканин кишкових трактів, шлунку, стравоходу тощо. Використання скануючих

ультразвукових мікроскопів дозволяє підвищити ефективність досліджень зразків біологічних тканин порівняно з оптичними методами досліджень.

Існує потреба в використанні таких ультразвукових систем і при дослідженні структурних особливостей кристалічної будови конструкційних матеріалів [21]. Контроль твердосплавних металевих структур, які використовуються для формування інструментарію для токарної та інших видів обробки металів вимагає виявляти дефекти (тріщини, розшарування) на робочих поверхнях з роздільною здатністю  $(0,01 - 0,05)$  мм. Різці з конструкційної кераміки (нітрид бору) для токарної обробки різанням сталей легованих вольфрамом повинні контролюватися на предмет наявності в їх поверхневій зоні дефектів розмірами  $(5 - 10)$  мкм.

Підвищення роздільної здатності ультразвукового контролю дефектів (градієнтів густини) внутрішнього середовища матеріалів елементів конструкцій можливо двома шляхами: підвищенням частоти випромінювання (зменшенням довжини хвилі коливань) та використанням ефекту фокусування коливань в контрольованому матеріалі [22]. Зрозуміло, що другий з названих шляхів є більш простим і прийнятним, але вимагає використання фокусуючих ультразвукових перетворювачів.

Для прикладу розглянемо особливість будови системи ультразвукового дефектоскопу-мікроскопу, який у свій час був розроблений нами для контролю якості приповерхневої структури невеликої пластини з нітриду бору, яка використовується в конструкції різця для токарної обробки вольфрамових сталей.

Технологія виготовлення виробів з конструкційної кераміки подібна до технології формування ультразвукових перетворювачів з п'єзоелектричної кераміки ЦТС-19. Такий об'єкт дослідження виготовляється з розмелу кристалічного матеріалу (нітриду бору) дисперсністю  $(0,1 - 1)$  мкм при його розмішуванні з рідким продуктом для забезпечення злипання частинок і можливості формування заданих геометричних обрисів деталі з допомогою металевої форми. В цій формі матеріал майбутньої деталі піддається дії високої  $(1200^{\circ}\text{C})$  температури при її розміщенні в електричній печі на термін тривалістю  $(20 - 30)$  хв. За цей час має місце вигорання рідкої добавки та швидкий хаотичний ріст мікроскопічних кристалів, що приводить до утворення повністю заповненої структури матеріалу. При цьому чистота поверхні зформованої деталі з високою точністю повторює чистоту полірованої внутрішньої поверхні металевої форми. Утворений таким чином матеріал має високу стійкість до дії тертя в широкому діапазоні температур, що дозволяє його використовувати для токарної обробки різанням надтвердих сталей.

Функціональна схема варіанту системи ультразвукового дефектоскопу-мікроскопу приведена на рис.4.28. Об'єкт контролю – виріб у формі паралелепіпеду з конструкційної кераміки розміщений, як і ультразвуковий перетворювач, у ванні з водою, яка використовується для передачі ультразвукових коливань до об'єкту контролю забезпечуючи акустичний контакт з ним.

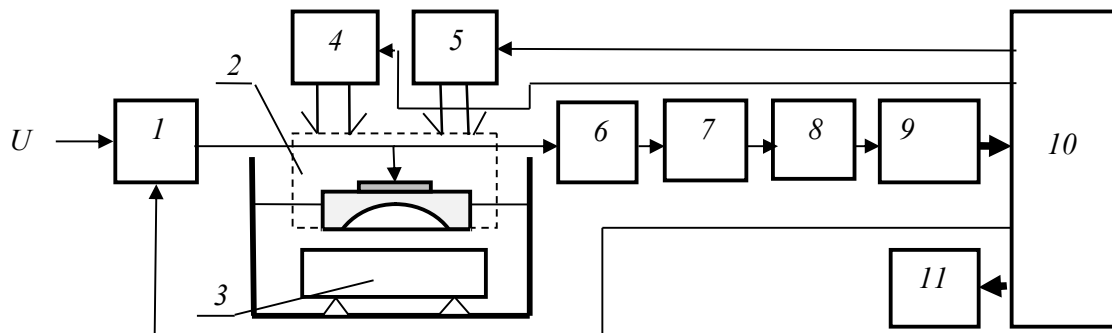


Рис. 4.28. Функціональна схема ультразвукового дефектоскопу-мікроскопу  
 1 – формувач імпульсу збудження ультразвукового перетворювача; 2 – ультразвуковий перетворювач з концентратором; 3 – об’єкт контролю; 4,5 – електричні приводи переміщення перетворювача за координатами відповідно  $x$  та  $y$ ; 6 – двохсторонній обмежувач амплітуди сигналу; 7 – підсилювач напруги; 8 – амплітудний детектор з фільтром нижніх частот; 9 – АЦП; 10 – мікроконтролер; 11 – пристрій відображення інформації.

Для забезпечення необхідної для даного матеріалу просторової роздільної здатності частоту коливань вибираємо рівною  $100 \text{ МГц}$ , що з урахуванням швидкості розповсюдження ультразвукових коливань в даному матеріалі на рівня  $8 \text{ км/с}$  дає довжину хвилі коливань  $80 \text{ мкм}$ . Роздільну здатність перетворювача на рівні  $20 \text{ мкм}$  отримуємо завдяки фокусуванню коливань з коефіцієнтом підсилення акустичного тиску в фокальній зоні на рівні (8 - 10).

Для забезпечення такого коефіцієнту підсилення акустичного тиску в фокальній зоні радіус сферичної поверхні концентратора виготовленого з плавленого кварцу - вибраний рівним  $10 \text{ мм}$ . Плавлений кварц, як матеріал концентратора, вибирається виходячи з мінімального затухання в ньому коливань даної високої частоти.

Ультразвуковий перетворювач з допомогою двох реверсивних крокових мікродвигунів має можливість переміщуватися вздовж направляючих двомірного сканера, наприклад - вздовж осі абсцис гвинтовим механізмом та вздовж осі ординат – кулачковим механізмом, як редукторами. Величина кроку таких переміщень повинна становити величину меншу за діаметр перерізу фокусної зони. Максимальне число кроків переміщення вимірювального перетворювача в кожному напрямку має встановлюватися в залежності від можливості сканера та розмірів об’єкту контролю.

В конструкції сканера повинна бути передбачена можливість переміщення об’єкту контролю відносно положення вимірювального перетворювача в напрямку горизонтальних та вертикально координат для встановлення глибини та розмірів ділянки поверхні об’єкту для дослідження.

Визначення коефіцієнту підсилення акустичного тиску в фокусній зоні перетворювача виконуємо виходячи з умови отримання заданого рівня сигналу відбитого від дефекту з еквівалентним розміром рівним бракувальному розміру  $\Delta_{бр.} \approx 20 \text{ мкм}$ . При швидкості розповсюдження ультразвукових коливань в конструкційній кераміці  $C > 8 \text{ км/с}$  і довжині хвилі коливань частоти  $100 \text{ МГц}$  рівній  $\lambda = 80 \text{ мкм}$  діаметр перерізу фокусної зони становить  $d_{фок.} = 2\lambda = 160 \text{ мкм}$ . При цьому інтенсивність долі відбитого сигналу від дефекту бракувального розміру становить  $k = \Delta_{бр.}/2\lambda = 0,125$  від інтенсивності сфокусованого випромінювання.

Відповідно до рис. 4.28 з урахуванням сумарного затуханням коливань в матеріалі концентратору, воді та матеріалі об'єкту контролю  $K_{зат.}$  коефіцієнт ослаблення інтенсивності ультразвукового випромінювання при його відбитті від дефекту з еквівалентним діаметром рівним бракувальному рівню становить:

$$K = K_{\Pi}^2 \cdot K_{ПК}^2 \cdot K_{КВ}^2 \cdot K_{ВО}^2 \cdot K_{зат.} \cdot k \quad (4.58)$$

де  $K_{\Pi}, K_{ПК}, K_{КВ}, K_{ВО}$  - відповідно коефіцієнт п'єзоелектричного зворотного і прямого перетворення, коефіцієнт проходження ультразвуком границі розділу «п'єзокераміка-матеріал концентратору», коефіцієнт проходження границі розділу «матеріал концентратору-вода», коефіцієнт проходження границі розділу «вода-матеріал об'єкту контролю».

Для отримання величини напруги луносигналу від дефекту бракувального розміру на рівні  $U_{бр.} = 1 \text{ мВ}$  амплітуда імпульсу  $U_{имп}$  збудження коливань п'єзоелектричного перетворювача має бути не меншою за  $U_{имп} \geq U_{бр.}/K$ . При цьому враховуючи невелику товщину п'єзоелектричного перетворювача величина напруги імпульсу збудження коливань має бути нижчою за рівень напруги електричного пробоя відстані між електропровідними покриттями обкладинками пластини.

При використанні фокусуєчого перетворювача у вигляді зональної пластини Френеля збуджені коливання через мінімальний шар контактної рідини передаються безпосередньо в матеріал об'єкту контролю. Тому затухання ультразвукових коливань при тих же умовах буде значно меншим:

$$K = K_{\Pi}^2 \cdot K_{ПО}^2 \cdot k_{зат.} \cdot k \quad (4.59)$$

де  $K_{ПО}$  - коефіцієнт проходження ультразвуком границі розділу «п'єзокераміка-матеріал об'єкту контролю»;  $k_{зат.}$  - коефіцієнт затухання ультразвуку в матеріалі об'єкту контролю.

Використання такого плоского фокусуєчого перетворювача має ще одну беззаперечну перевагу порівняно з перетворювачем на основі концентратору, яка полягає у відсутності обмежень щодо глибини розташування фокальної зони в матеріалі з високим акустичним імпедансом.

Вибір параметрів електронного тракту перетворення сигналу нічим не відрізняється від розглянутого раніше вибору параметрів тракту системи ультразвукового дефектоскопу.

#### 4.5. Ультразвукова система контролю на основі ЕМА перетворювача

Коефіцієнт електро механічного перетворення електромагнітно-акустичного перетворювача (ЕМАП) значно поступається п'єзоелектричному перетворенню, що є причиною його обмеженого використання в ультразвуковій техніці неруйнівного контролю [19]. Проте можливість збудження коливань і прийом луносигналів при контролі матеріалу металевих структур без використання рідини, як контактного акустичного середовища, роблять ЕМА перетворення єдиною можливістю реалізації контролю у випадках, коли використання контактного середовища є неможливим. Демонстрацією ефективного використання ЕМАП є наведений нижче приклад системи контролю якості поверхні кочення залізничних коліс.

Дана система контролю направлена на контроль стану найбільш відповідальних вузлів залізничного транспорту – металевих колісних пар залізничного транспорту. Безконтактність збудження ультразвукових коливань в електропровідному середовищі допомогою ЕМА перетворювачів дозволяє контролювати стан поверхні кочення залізничних коліс рухомого складу транспорту безпосередньо у процесі його експлуатації. Такий контроль направлений на виявлення дефектів – тріщин, сколів, які утворюються на поверхні кочення коліс за рахунок втоми матеріалу.

ЕМА ультразвукові перетворювачі системи контролю монтуються в невеликі розриви рейкового шляху, в яких видалені відрізки рейок замінені вертикальними пластинами з міцної сталі для нормального безстиктового кочення коліс.

Момент наочування залізничного колеса вагону потяга на ЕМА перетворювач фіксується сигналом індукційного перетворювача. При цьому в котушку ЕМА подається радіоімпульс змінного струму фіксованої частоти  $f$  збуджуючи в матеріалі колеса коливання поперечної і поверхневих мод. Поперечна хвиля коливань розповсюджуються у напрямку центра колеса, а поверхнева хвиля (хвиля Релея) рухається за часовою стрілкою і проти неї вздовж поверхні кочення колеса.

При діаметрі залізничного колеса рівного  $D$  поперечна хвиля коливань відбита від протилежної поверхні кочення затримається на час  $\tau_t = 2D/C_t$ , а поверхнева хвиля коливань пройшовши поверхнею кочення колеса або відбившись від найбільш віддаленого дефекту повернеться через час рівний приблизно  $\tau_p = \pi D/C_p$ , де  $C_t, C_p$  - відповідно швидкості розповсюдження поперечної і поверхневої хвиль в матеріалі залізничного



колеса. Враховуючи  $C_t > C_p$  максимальна затримка поверхневої хвилі перевищить таку ж затримку поперечної хвилі коливань.

До речі враховуючи кочення колеса поверхневі хвилі коливань, які розповсюджуються в протилежних напрямках, повернуться до точки їх збудження з різним часом запізнення завдяки відомому у фізиці ефекту Саньяка. Адже хвиля, яка рухається проти часової стрілки співпадає з напрямком руху колеса, а протилежна хвиля рухаючись за часовою стрілкою направлена проти руху колеса. Тому ці хвилі за один і той же час проходять різну відстань.

ЕМА перетворювач сприйме всі зазначені луносигнали при умові, що колесо зміститься відносно ЕМА перетворювача на відстань, яка становить невелику долю розміру перетворювача. Наприклад, допустима відстань, на яку зміститься колесо, може становити 10% від діаметру  $d$  котушки перетворювача. Це дозволяє визначити допустиму швидкість  $V$  руху потяга, яка має становити:

$$V_{\text{доп.}} = \frac{0,1dC}{\pi D_K} \quad (4.60)$$

де  $C$  – швидкість поверхневої хвилі коливань в матеріалі залізничного колеса;  $D_K$  - діаметр залізничного колеса.

Недоліком такого контролю є завелике затухання поверхневих хвиль коливань на шляху їх розповсюдження ( $L = \pi D_K$ ), а також присутність луносигналу за рахунок поперечної хвилі коливань, яка також розповсюджується в матеріалі колеса. Для того, щоб виключити можливість помилкового сприйняття луносигналу поперечної хвилі коливань за сигнал дефекту та одночасно зменшити затухання поперечної хвилі коливань, доцільно звузити вдвоє діапазон контролю поверхні кочення колеса з допомогою поверхневих хвиль ультразвукового діапазону використавши встановлені на кожній рейці на відстані  $0,5\pi D_K$  двоє однакових вимірювачів на основі ЕМА перетворювачів (рис. 4.29).

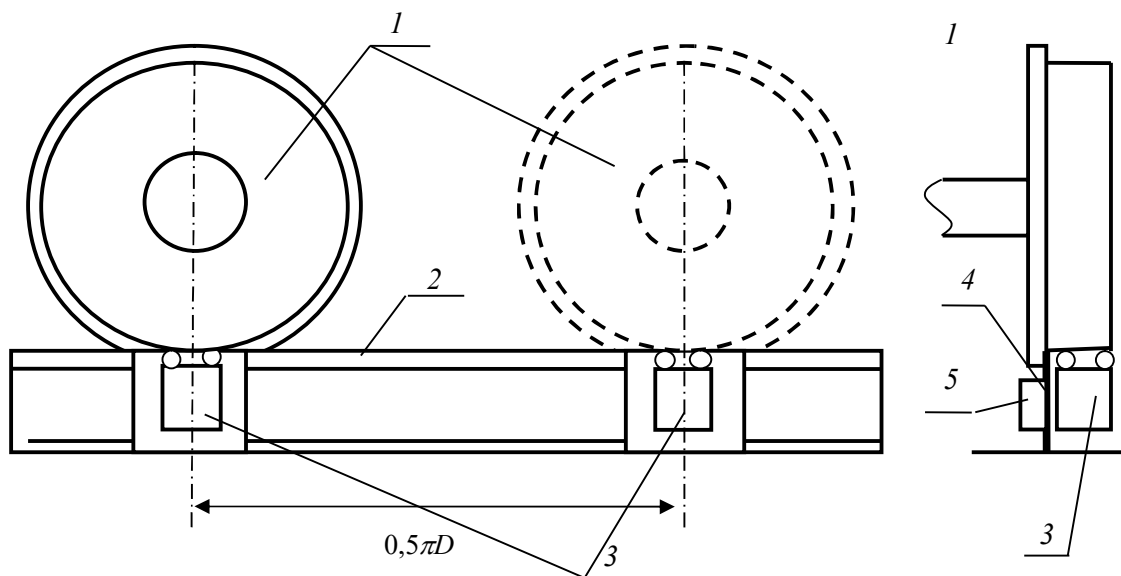


Рис. 4.29. Схема встановлення ЕМА систем контролю поверхні кочення залізничних коліс потягу

1- колесо потягу; 2 – рейковий шлях; 3 – ЕМА перетворювачі;  
4 – міцна вставка для заміщення рейки; 5 - індукційний перетворювач;

При спрацюванні індукційного перетворювача 5 в момент наїзду колеса на місце розташування ЕМА перетворювача в його котушку поступає короткий радіоімпульс струму фіксованої частоти коливань, який викликає такої ж частоти вихрові струми в матеріалі поверхні металевого колеса. Вихрові струми взаємодіючи з постійним магнітним полем магніту, який входить до складу ЕМА перетворювача, формують поперечну хвилю коливань і, як наслідок, поверхневі коливання, що розповсюджуються зі швидкістю  $C_p$  поверхнею кочення колеса в обидві сторони відносно місця їх виникнення.

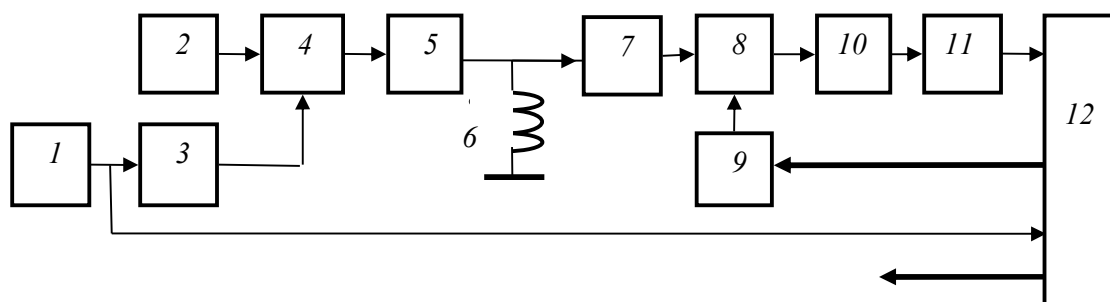


Рис. 4.30. Функціональна схема системи контролю якості поверхні кочення залізничних коліс

1 – індукційний перетворювач; 2 – генератор; 3 – одинвібратор; 4– електронний ключ; 5,8 – підсилювачі; 6 – котушка ЕМА перетворювача; 7 – схема захисту від високої напруги; 9 – схема регулювання коефіцієнту підсилення; 10 – амплітудний детектор; 11- компаратор напруги; 12 – мікроконтролер.

Варіант відтворення радіоімпульсу струму в момент спрацювання індукційного перетворювача показаний на функціональній схемі Рис.4-30 передбачає формування короткого імпульсу напруги, яким відкривається електронний ключ для пропуску радіоімпульсу високочастотного сигналу задаючого генератору. Амплітуда відтвореного таким чином радіоімпульсу підсилюється підсилювачем 5, що дає можливість збільшити струм в котушці ЕМА перетворювача з метою підвищення його чутливості.

При існуванні дефекту в межах нижньої половини поверхні кочення колеса маємо луносигнал, час запізнення якого не перевищить інтервалу часу  $\tau = \pi D / 2C_p$ . При цьому луносигнал викликаний поперечною хвилею коливань відбитий від протилежної поверхні колеса матиме більший час запізнення і система його не сприйматиме.

Інша половина довжини поверхні кочення колеса потягу контролюється аналогічною системою на основі такого ж ЕМА перетворювача встановленого на відстані  $0,5\pi \cdot D$  від першого перетворювача у напрямку руху потяга.

Сигнал відбитий дефектом підсилюється підсилювачем 8, випрямляється детектором 10 та оцінюється порівнянням його рівня з заданим бракувальним рівнем напруги з допомогою компаратора 11. Інформація про виявлений дефект у вигляді номера колісної пари потягу передається мікроконтролером 12 кожної з систем ЕМА контролю до центрального диспетчерського пункту, який має вирішувати проблему заміни цієї пари. Код номера колісної пари формується шляхом підрахунку числа імпульсів індукційного перетворювача кожною системою окремо.

#### **4.6.Ультразвукова система контролю якості зварних з'єднань**

Електричне зварювання металів є однією з основних технологій сучасного машинобудування і енергетики. Без використання електрозварювання сьогодні не будується ні один будинок, не прокладаються рейки залізничного транспорту, не будуються мости і дороги.

Електрозварювання металевих елементів конструкцій представляється достатньо складним локальним металургійним процесом металевих деталей в місці їх з'єднання, який має супроводжуватися дифузією розплавів та їх кристалізацією при охолодженні. При цьому розплав металів повинен бути захищений від можливості утворення окислів металу за рахунок взаємодії з киснем повітря, для чого зварювальна ванна захищається флюсом або інертним газом.

Процес електричного зварювання супроводжується цілим рядом причин можливості появи дефектів внутрішньої структури в тілі зварного з'єднання. В основному ці причини є наслідком часткових порушень технології зварювання, яке виконується, як правило, в автоматичному

режимі контактним способом з допомогою спеціальних зварювальних систем [20, 21].

Для прикладу розглянемо особливості проектування системи контролю зварного з'єднання труб магістральних трубопровідних систем у процесі їх будівництва. Такі системи використовуються для транспортування рідких (питна вода, гаряча вода для теплопостачання, нафта та продукти її переробки) та газоподібних продуктів (повітря, метан, пропан та інші гази).

Представимо, що нам потрібно спроектувати ультразвукову систему контролю зварних з'єднань труб магістральних газопроводів з зовнішнім діаметром  $D$  і товщиною стінки  $h$ , які виготовляються з сталевих листів шириною практично рівною  $D$  шляхом їх згинання в гарячому стані до відтворення циліндру з наступним автоматичним зварюванням згорнутих кінців.

Контроль якості лінійного зварного шва кожної труби довжиною (5 – 8) м контролюється на трубному виробництві і подібні труби поступають на будівництво магістральних трубопроводів з гарантією відсутності дефектів, як в стінці труби, так і в зварному шві, що її утворює.

Після виконання контактної електрозварювання труб шляхом притискання їх кінців і пропускання через їх контакт електричного струму, що виконується з допомогою спеціально для цього створеними автоматизованими системами, з метою можливості використання введення ультразвукового коливання в матеріал труби для контролю якості зварювання виконується механічне зачищення поверхні зварених труб біля зони шва від затверділих бризків рідкого металу.

Автоматична система контролю якості контактної зварювання труб передбачає сканування вимірювальними перетворювачами тіла шва, для чого використовується направляюча у вигляді гнучкого пристрою, що закріплюється на шві з допомогою механічного замка. Вздовж цієї направляючої повинна рухатися платформа з п'єзоелектричними перетворювачами, які мають знаходитись в стані акустичного контакту з матеріалом труби і використовуватися для вводу в матеріал контрольованого шва ультразвукових коливань та прийому відбитих від градієнтів густини (дефектів) луносигналів.

Зі сказаного випливає основна проблематика конструювання подібної автоматичної системи контролю, яка витікає з принципу організації руху платформи та забезпечення при цьому гарантованого акустичного контакту ультразвукових перетворювачів з металом труби.

Крім цього існує ще одна важлива для її вирішення проблема контролю зварного шва подібної товстостінної труби. Мова йде про виявлення «непроварів» у вигляді оксидних плів в матеріалі шва, які маючи мінімальну товщину (від десятків мікрометрів) можуть мати випадкову просторову орієнтацію. Для підвищення вірогідності виявлення таких дефектів внутрішньої структури зварного шва використовують прозвучування матеріалу під різними кутами.

Рух платформи з вимірювальними перетворювачами можемо реалізувати з допомогою встановленого на платформі крокового двигуна, який забезпечує її лінійний кроковий рух за рахунок зачеплення зубчатого колеса на його валу з перфорацією виконаною на тілі направляючого пристрою.

Акустичний контакт кожного п'єзоелектричного перетворювача, що утримується на платформі і притискається до поверхні металу труби пружинним механізмом, забезпечується з допомогою контактної рідини (відпрацьованого машинного масла), яке подається під невеликим тиском тонкими трубками до місця контакту між ультразвуковими перетворювачами і металом від ємності, встановленої теж на рухомій платформі.

Враховуючи особливість контролю дефектів у вигляді оксидних плів на платформі встановлюють три п'єзоелектричні перетворювачі, які орієнтовані до контрольованої зони шва під різними кутами:  $0^{\circ}, 30^{\circ}, 60^{\circ}$ . Кожен з п'єзоелектричних перетворювачів працює автономно, для чого використовуються три незалежні електронні аналого-цифрові тракти обробки сигналів, але один загальний вузол керування і зберігання інформації – мікроконтролер.

Вибір частоти ультразвукових сигналів визначається виходячи з заданого значення бракувального розміру (еквівалентного діаметру) дефекту  $d_{бр}$ . При цьому довжину хвилі випромінювання можемо визначити з наступної нерівності:  $\lambda < d_{бр}$ . Реальне значення бракувального рівня для зварного шва стінок труб даного діаметра може становити  $(1,5 - 2)$  мм.

Приймаючи значення  $\lambda$  виходячи з попередньої нерівності, наприклад  $\lambda = 1$  мм, визначаємо необхідну частоту ультразвукових коливань:  $f = C/\lambda$ . Тут  $C$  – значення швидкості розповсюдження ультразвукових коливань в матеріалі об'єкту контролю.

При цьому виникає питання, які ж за типом коливання мають використовуватися при контролі зварного з'єднання – повздовжні чи поперечні. Відповідь продиктована ефективністю виявлення дефектів у вигляді тонких плів оксидного походження. Такі дефекти краще виявляються поперечними ультразвуковими хвилями.

Формування поперечних коливань для прозвучування зварного шва реалізують шляхом кутового вводу поздовжніх коливань у в матеріал контрольованого середовища при використанні так званого першого критичного кута падіння хвилі на границю розділу матеріалів  $\alpha_1$  (Рис.4-31). При такому куті падіння повздовжньої хвилі на границю розділу оргскла і сталі розділених тонким шаром акустичного контакту - рідини товщиною меншою за довжину хвилі коливань, має місце виродження повздовжньої хвилі в сталі в поверхневу (кут заломлення  $90^{\circ}$ ), яка в даному випадку не використовується, та поперечну, яка розповсюджується в сталі під кутом заломлення  $\beta$ . Перший критичний кут падіння

ультразвукових коливань та кут заломлення поперечної хвилі в сталі можемо знайти з рівняння:

$$\frac{\sin \alpha_l}{C_{l_{\text{ста.}}}^l} = \frac{\sin 90^\circ}{C_{l_{\text{ста.}}}^l} = \frac{\sin \beta}{C_{c\sigma}^l} \quad (4.61)$$

де  $C_{\text{ор.}}^l, C_{\text{ст.}}^l, C_{\text{ст.}}^l$  - відповідно швидкості розповсюдження повздовжніх ультразвукових коливань в оргсклі і сталі трубопроводу швидкість поперечних коливань в сталі.

Тобто значення першого критичного кута падіння  $\alpha_l$  ультразвукової повздовжньої хвилі на границю розділів матеріалів та напрямом розповсюдження в металі труби утвореної поперечної хвилі  $\beta$  становлять:

$$\alpha_l = \arcsin\left(\frac{C_{l_{\text{ста.}}}^l}{\tilde{N}_{\text{ста.}}}^l\right) \quad (4.62)$$

$$\beta = \arcsin\left(\frac{C_{c\sigma}^l}{\tilde{N}_{\text{ста.}}}^l\right) \quad (4.63)$$

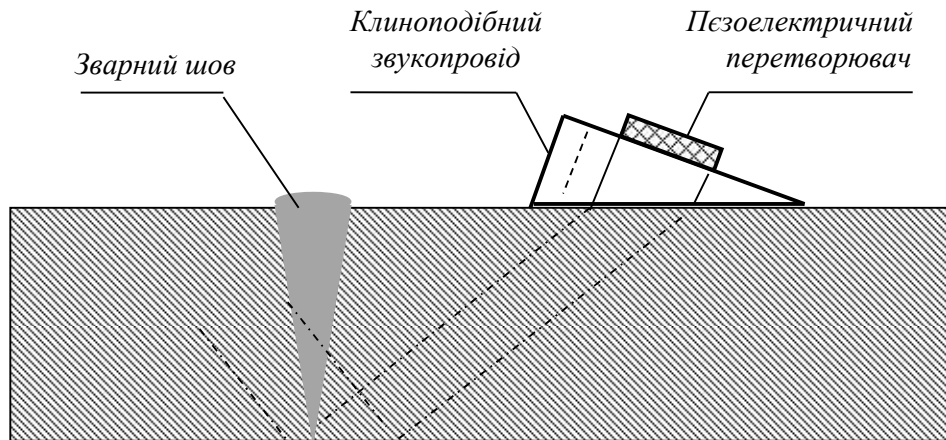


Рис. 4.31. Контроль зварного шва.

Якщо товщина стінки трубопроводу  $h$  перевищує фактичну ширину головної пелюстки діаграми направленості п'єзоелектричного перетворювача, необхідно передбачити можливість сканування тіла зварного шва. Це можна виконати шляхом зміщення положення точки вводу коливань в матеріал труби переміщенням ультразвукового перетворювача кроками рівними приблизно  $0,8 d_{\text{п}}$  (тут  $d_{\text{п}}$  - діаметр п'єзоелектричного перетворювача). Для товщини метала стінки труби, показаної на рис.4-31 достатньо двох-трьох положень перетворювача. Для просвічування верхньої частини зварного шва достатньо перемістити ультразвуковий перетворювач на один-два кроки далі від нього.

Таким чином ультразвуковий перетворювач представлений п'єзоелектричним перетворювачем на клиноподібному звукопроводі в процесі контролю зварного шва трубопроводу має переміщуватися відповідними кроками в двох напрямках – у напрямку паралельному контрольованому зварному шву і в перпендикулярному напрямку на один чи більше кроків в залежності від співвідношення діаметру

п'єзоелектричного перетворювача і товщини стінки труби. Таке переміщення має виконуватися вздовж направляючого пристрою, який встановлюється на трубу над зварним швом.

Рухома частина системи, яка приводиться в рух кроковим двигуном з перетворенням обертового руху вала двигуна в поступальний рух з допомогою зубчатої передачі зі щепленням з отворами перфорованої стрічки направляючого пристрою, повинна нести на собі крім крокового двигуна ще й невелику ємність з рідиною для забезпечення акустичного контакту ультразвукового перетворювача з металом труби.

#### **4.7.Ультразвукові системи медичної діагностики**

Система ультразвукової візуалізації градієнтів густини м'яких тканин людини або тварини використовує відображення типу *B-скан* за рахунок зміни кута вводу ультразвукових коливань в межах  $\pm 30^\circ$ . Такий діапазон кутів вводу коливань відповідає умовам можливості побудови якісної картини двохмірного розподілу акустичних зображень контрольованого середовища.

Завдяки малій різниці акустичних імпедансів м'яких тканин та води з невеликою концентрацією розчинених солей кутове введення ультразвукових коливань в середовище м'яких тканин реалізується зміною нахилу осі ультразвукового перетворювача відносно поверхні об'єкту дослідження.

Для підвищення роздільної здатності системи ультразвукового дослідження головну пелюстку діаграми направленості п'єзоелектричного перетворювача дещо звужують в дальній зоні коливань за рахунок використання сферичності будови такого перетворювача (рис. 4.32). При цьому зміщення діаграми направленості виконують рівномірним кутовим зміщенням осі перетворювача в площині з допомогою електромеханічного приводу.

Взаємодія ультразвукових коливань з живою тканиною людини вважається безпечною при умові максимального обмеження акустичного тиску. В зв'язку з тим, що руйнівні можливості ультразвукових коливань підвищуються з їх частотою, максимальне значення частоти дозволеної для використання в системах медичних досліджень становить  $7,5 \text{ МГц}$ .

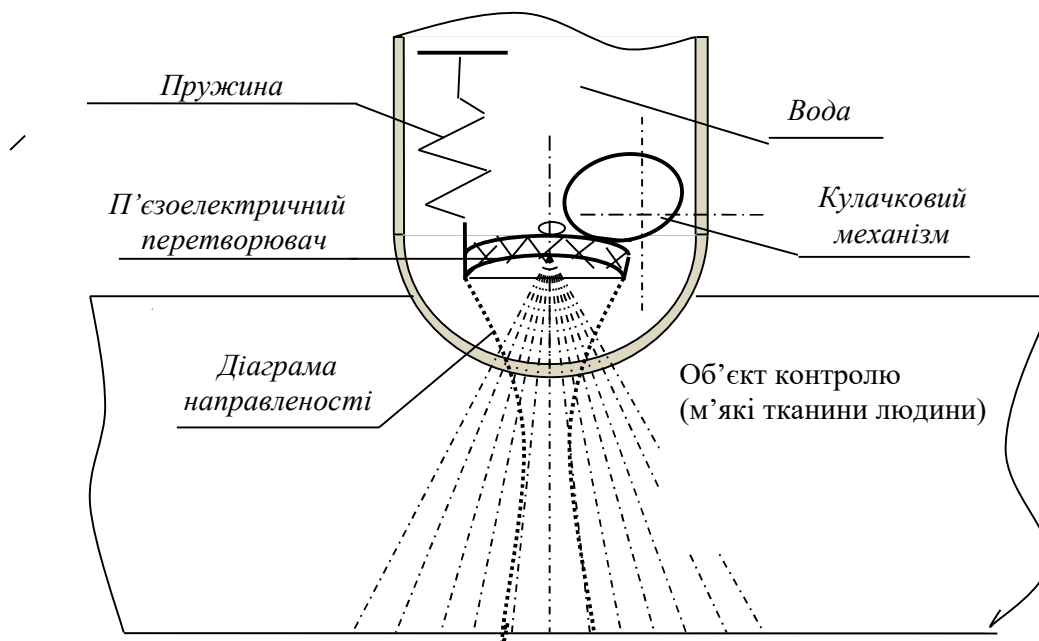


Рис. 4.32. Ультразвуковий контроль м'яких тканин людини з відображенням двохмірного розподілу градієнтів густини «В-скан»

Мале значення інтенсивності ультразвукових коливань та порівняно незначна відмінність акустичних імпедансів внутрішніх органів людини створюють певну проблему для можливості відображення особливостей структури м'яких тканин. Отримання високої контрастності зображення *В-скану* вимагає використання достатньо високого підсилення луносигналів.

Необхідна швидкість зміни кутового положення п'єзоелектричного перетворювача (0,04 с на формування одного зображення) може бути реалізована на основі використання в якості електромеханічного приводу мікродвигуна синхронного типу з кулачковим механізмом передачі механічного моменту для реалізації періодичної зміни кутового положення перетворювача. При цьому частота обертів кулачкового механізму має становити 12,5 Гц.

#### 4.8. Ультразвукова система контролю суцільності матеріалів на основі дискретного перетворювача з фазовим керуванням збудження коливань

Розвиток техніки інтроскопії привів до широкого використання ультразвукових систем з панорамним відображенням розподілу градієнтів густини контрольованого середовища об'єктів контролю. Замість одномірних дефектоскопів з відображенням часового розподілу луносигналів при направленому розповсюдженні в середовищі об'єкту контролю короткого радіоімпульсу ультразвукових коливань, яке дістало назву *А-скан* [12], використовуються більш інформативні системи з



двомірним відображенням січень внутрішньої структури матеріалів об'єктів.

Це перш за все системи медичної діагностики, що реалізують візуалізацію середовища м'яких тканин у вигляді двохмірного розподілу градієнтів густини в заданому їх січенні. Таке зображення дістало назву *B-скан*. В техніці неруйнівного контролю широко використовуються ультразвукові системи контролю з панорамними відображеннями типу *C-скан* – двохкоординатне відображення розподілу градієнтів густини орієнтоване перпендикулярно напрямку розповсюдження коливань в середовищі об'єкту контролю [24].

Системи з зображенням типу *B-скан* відрізняються принципом його формування. Згідно першому способу таке зображення може бути синтезоване за рахунок одночасного відображення ряду зображень типу *A-скан* виконаних при певному кроці сканування вимірювальним перетворювачем поверхні об'єкту і незмінному куті, як правило – нульовому, вводу однотипних, в більшості випадків – повздовжніх коливань в середовище об'єкту контролю. Крокова відстань між сусідніми *A-сканами* вибирається такою, щоб уникнути пропуск дефекту, наприклад – газового включення в матеріалі контрольованої деталі конструкції. При діаметрі дискового за формою ультразвукового п'єзоелектричного перетворювача рівного  $(6-7)\lambda$ , де  $\lambda$  довжина хвилі коливань у середовищі об'єкту контролю, крок такого сканування може становити, наприклад -  $5\lambda$ . Синтезоване таким чином зображення назовемо прямокутним *B-сканом*.

Другий спосіб передбачає введення коливань у внутрішнє середовище об'єкту з однієї точки його поверхні і представляється відображенням сімейства *A-сканів* виконаних в одній площині з заданим кутовим кроком, що обумовлює назву кутовий *B-скан*. Подібний спосіб побудови панорамного зображення добре підходить для медичних систем ультразвукової діагностики стану м'яких тканин людини, дозволяє навіть «спостерігати» роботу серця вводячи ультразвукові коливання та приймаючи луносигнал через міжреберний проміжок м'язової тканини. Кутове введення повздовжніх коливань в середовище м'яких тканин людини може виконуватися через контактну рідину (гель) кутовим поворотом площини ультразвукового перетворювача (рис. 4.32). Однаковий акустичний імпеданс контактної рідини і м'яких тканин забезпечує впровадження коливань без їх заломлення і трансформації. За таким принципом формування кутового *B-скану* працюють практично всі розроблені на цей час медичні системи ультразвукової діагностики.

Подібний метод кутового вводу ультразвукових коливань у внутрішнє середовище твердотільних об'єктів не може використовуватися внаслідок неминучого заломлення та трансформації хвиль, що полягає в утворенні крім повздовжньої ще й поперечної хвилі зі своїм відмінним від повздовжньої кутом заломлення та майже вдвічі меншою швидкістю розповсюдження.

Систему з прямокутним *B-сканом* можемо реалізувати, як за рахунок механічного крокового сканування поверхні вимірювальним п'єзоелектричним перетворювачем, так і шляхом електричної комутації елементів лінійки таких перетворювачів. В першому випадку в автоматичній системі необхідно використовувати електромеханічний сканер керований кодовими командами контролеру. Перевагою системи з комутованою лінійкою п'єзоелектричних перетворювачів є відсутність ненадійного вузла – електромеханічного сканера, але виникає проблема забезпечення необхідного акустичного контакту для всіх елементів лінійки перетворювачів.

Акустичний перетворювач у вигляді розташованих у одній площині матриці точкових збудників має ряд переваг над аналогічним перетворювачем у вигляді пластини. По-перше - точковий перетворювач з еквівалентним розміром (діаметром) рівним або меншим за половину довжини хвилі в середовищі розповсюдження коливань на відміну від перетворювача з діаметром не меншим за  $(6-7)\lambda$ , якому відповідає оптимальна з точки зору ширини діаграма направленості, відрізняється значно більшою частотною полосою пропускання, що дозволяє максимально скорочувати імпульс збуджених коливань. Це, як відомо, збільшує поздовжню роздільну здатність при виявленні неоднорідності (дефектів) внутрішньої структури контрольованих матеріалів.

По-друге – дискретна матриця акустичних точкових перетворювачів дозволяє збуджувати в середовищі твердотілого об'єкту повздовжні коливання під любым в межах  $\pm 45^\circ$  кутом використовуючи збудження кожного з елементів матриці з відповідною фазовою затримкою.

Варіант конструкції матриці дискретних точкових акустичних перетворювачів показаний на рис. 4.33. Квадратна пластина ЦТС-19 площею  $6\lambda \times 6\lambda$  ( $\lambda$  - довжина повздовжньої хвилі коливань в середовищі об'єкту контролю), товщиною  $\lambda_k/2$  ( $\lambda_k$  - довжина повздовжньої хвилі в матеріалі ЦТС-19) покривається з обох сторін тонким шаром електропровідного покриття. Потім ця пластина приєднується до поверхні паралелепіпеду з матеріалу, що практично повністю поглинає коливання ультразвукових хвиль, які розповсюджуються в протилежному відносно об'єкту контролю напрямку.

Після виконання операції з'єднання пластини з поглиначем коливань виконується прорізання пластини і частково поглинача (Рис.4-33) з метою розділення пластини п'єзоелектричного перетворювача на окремі електрично і акустично роз'єднані елементи шириною (кроком)  $\lambda/2$ . Враховуючи вибрані розміри пластини мінімальна кількість таких елементів становить 12.

Наступною операцією є приєднання шляхом пайки у вакуумній печі електропровідної пластини до нижньої (рис. 4.33) частини елементів для відтворення загального електричного контакту всіх елементів матриці. Ця пластина має виконувати дві функції: забезпечувати загальний

електричний контакт кожного елемента матриці та забезпечувати захист її елементів від механічних пошкоджень при контактах з поверхнею об'єкту контролю. Товщина такої пластини  $h$  може бути вибраною з умови її акустичної прозорості:

$$h = \frac{C_{пл.}}{4f}, \quad (4.64)$$

де  $C_{пл.}$  - швидкість розповсюдження повздовжньої хвилі в матеріалі пластини.

$f$  - частота коливань.

Підключення напруги збудження коливань перетворювача виконується окремо для кожного його елемента через електричні підводи (тонкі дроти, які приєднуються до провідного покриття кожного елемента шляхом точкової пайки (рис.4.33), відносно загального контакту – захисної електропровідної пластини 4.

Кожен елемент матриці має ширину дещо меншу за половину довжини хвилі  $\lambda$  в середовищі об'єкту контролю, довжину –  $6\lambda$  та товщину рівну половині довжини хвилі в матеріалі п'єзoeлектричної кераміки ЦТС-19. При таких лінійних параметрах елемента матриці при подачі на його обкладинки короткого імпульсу напруги в ньому виникають повздовжні коливання у напрямку перпендикулярному його площині (поршнева мода коливань).

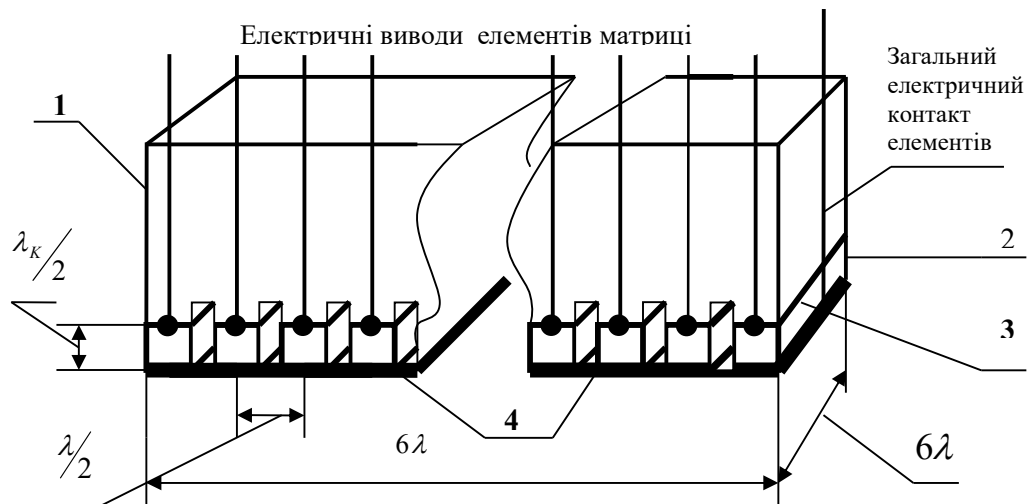


Рис. 4.33. Ультразвуковий дискретний перетворювач для збудження і прийому коливань в межах кутів вводу  $\pm 45^\circ$

1 – неелектропровідний поглинач ультразвукових хвиль; 2 – пластина ЦТС-19; 3 – електропровідне покриття; 4 – електропровідна захисна пластина.

Мала маса елемента матриці та менша ємність порівняно з традиційним ультразвуковим перетворювачем у вигляді суцільної пластини якраз і забезпечує збільшення його широкосмуговості. Збуджені коливання мають вигляд короткого швидко затухаючого радіоімпульсу довжиною два - три періоди коливань зі дзвоникоподібною огинаючою.

Причиною згасання є те, що кожен елемент має значну приєднану масу: поглинач коливань у зворотному напрямку та об'єкт контролю, в тіло якого проходять коливання.

В площині перпендикулярній довжині елементу матриці діаграма направленості коливань збуджених кожним елементом в середовищі об'єкту контролю має форму півкола, а в напрямку вздовж елементу ширина діаграми направленості в ближньому полі коливань обмежена довжиною елементу ( $6\lambda$ ).

Подача на елементи матриці імпульсів збудження з часовою затримкою

$$\tau_{i,j} = i \frac{\lambda}{2C} \sin(j\Delta\alpha), \quad (4.65)$$

де  $i = 0, 1, 2, \dots, 11$  – номер елементу матриці зліва-направо,  $j$  – номер дискретного значення кута вводу коливань у середовище об'єкту контролю, забезпечує за рахунок інтерференції коливань збуджених кожним з елементів матриці у ближній зоні перетворювача ( $r_{\text{бл.}} = 9\lambda$ ) формування діаграми направленості сумарних коливань під кутом  $j\Delta\alpha$  в межах  $0^\circ - 45^\circ$ . Ширина сумарної діаграми направленості матриці з 12 елементів відповідає у ближньому полі коливань геометричним розмірам цієї матриці –  $6\lambda$ , де  $\lambda$  – довжина хвилі коливань у середовищі об'єкта контролю.

Для можливості формування коливань в межах кутів  $0^\circ - (-45^\circ)$  аналогічне збудження коливань елементів матриці необхідно виконувати в інверсному порядку (справа – наліво).

Описана технологія виготовлення ультразвукової матриці шляхом механічної обробки пластини п'єзоматеріалу (виконання прорізів) для можливості відтворення у середовищі об'єкту контролю А-сканів під різними кутами в межах  $0^\circ \pm 45^\circ$  дозволяє реалізувати матрицю розраховану на фазове керування діаграмами направленості ультразвуковими коливаннями на відносно низьких частотах при довжині хвилі коливань починаючи з (1,5 – 2) мм. Пояснюється це можливостями різку п'єзокерамічного матеріалу, адже доступні алмазні пилки забезпечують ширину прорізу приблизно (75 – 85) мкм.

При необхідності виготовлення ультразвукових матриць для більш високих частот (відповідно – менших довжин хвиль і менших лінійних розмірів елементів матриці) використовують технологію напилювання п'єзоматеріалу, як і провідних обкладинок та електричних ввідів-виводів, у вакуумних печах. В якості п'єзоматеріалу при цьому використовують, наприклад, окисел цинку –  $ZnO$ .

Фазове керування моментами збудження коливань виконується програмно мікроконтролером відповідною затримкою імпульсів

збудження кожного елементу матриці окремо з допомогою ліній затримки з цифровим керуванням.

Варіант побудови ультразвукової системи на основі фазокерованої матриці ультразвукових перетворювачів показаний на рис.4-35. В цій системі реалізовано не тільки направлене збудження ультразвукових повздовжніх коливань в середовищі об'єкту контролю, але й такий же направлений прийом луносигналів. Сумарний для всіх елементів матриці луносигнал формується таким чином, щоб він відповідав фазовому фронту ультразвукових сигналів відбитих від неоднорідностей структури внутрішнього середовища контролю з напрямку його прозвучування.

Початок формування  $j$ -того кутового  $A$ -скану починається з запису в регістри 1 кожного з дванадцяти каналів системи відповідних кодів керування значеннями часових затримок ліній затримок 2. Крім того виставляються у нульове положення всі  $RS$ -тригери 4 та виконуються необхідні підготовчі дії в самому контролері 14 (Рис.4-35).

Після виконання всіх попередніх установок на входи всіх ліній затримки подається періодичний імпульсний сигнал, частота якого повинна відповідати необхідній частоті дискретизації луносигналів. При визначенні цієї частоти враховуємо функцію зміни величини сигналу збудженого кожним п'єзoeлектричним елементом матриці:

$$A(t) = A_m \left[ 1 - \cos \left( \frac{2\pi f}{3} t \right) \right] \cos 2\pi f t$$

$$0 < t < 3 \frac{1}{f}$$

Як і збуджуваний елементом матриці радіоімпульс, відеоімпульс на вході кожного АЦП має тривалість приблизно рівну трьом періодам коливань. Для уникнення можливості пропуску відеоімпульсу на виході амплітудного детектору (Рис.4-35) достатнім буде отримати мінімум 3 вибірки кожного відеоімпульсу луно-сигналу. Таким чином частота імпульсного сигналу синхронізації роботи АЦП може бути рівною або вище частоти ультразвукових коливань:  $f_{имп.} \geq f$ .

З виходу ліній затримки 2 кожного каналу затримані на час  $\tau_{i,j}$  імпульсні сигнали частоти  $f_{имп.}$  надходять на вхід відкритого напругою тригера 4 електронного ключа 3. Через цей ключ на вхід підсилювача 5 кожного каналу пройде лише перший з імпульсів, тільки який у своєму каналі приведе до спрацювання свого  $RS$ -тригера 4, напруга якого закрий ключ 4.

Підсилений підсилювачем 5 і відповідно затриманий імпульс напруги, який пройшов електронний ключ 3, збуджує коливання поршневої моди в елементі матриці 6, який після закінчення власних коливань має виконувати функцію приймача луносигналів перетворюючи

їх інтенсивність у пропорційні електричні сигнали завдяки прямому п'єзоелементу матеріалу перетворювача.

Після однократної подачі радіоімпульсів збудження коливаний елементи матриці працюють лише на прийом луносигналів. Для цього після проходження першого з послідовності імпульсу збудження коливаний ключі 3 розмикають зв'язок ліній затримок з елементами перетворювача і останні працюють лише на прийом луносигналів.

Захист електронних трактів від дії імпульсів збудження п'єзоелементів матриці забезпечується використанням паралельно входам цих каналів зустрічно включених діодів, які для значних за рівнем імпульсів збудження коливаний в елементах матриці мають мінімальний опір (шунтують входи каналів), але для незначних за рівнем луносигналів завдяки лінійності і незначному нахилу вольт-амперної характеристики діодів при низьких рівнях напруги мають максимальний опір і не заважають їх проходженню на вхід підсилювача.

Луносигнали, які приймаються елементами матриці, підсилюються підсилювачами 8, випрямляються амплітудними детекторами 10, на виходах яких фільтрами нижніх частот виділяються відеоімпульсні сигнали.

В електронному тракті прийому і вимірювального перетворення луносигналів з метою компенсації затухання інтенсивності ультразвуку при його проходженні контрольованим середовищем використовується підсилювачі з регульованим коефіцієнтом підсилення. В спеціальній літературі подібне регулювання дістало назву «часове регулювання чутливості» (ЧРЧ). Робота системи ЧРЧ кожного  $k$ -того каналу системи реалізується синхронно з моментом збудження п'єзоелектричного елемента даного дискретного каналу.

Робота АЦП каналів прийому ультразвукових сигналів виконується так, щоб сумарний код вибірок відповідав коду вибірки луносигналу з напрямку прозвучування середовища об'єкту контролю. Це досягається складанням кодів вибірок луносигналу, які приймаються з фазового фронту луносигналу відбитого від неоднорідностей внутрішнього середовища об'єкту контролю лише у напрямку даного кута прозвучування. Розрядність АЦП вибирається виходячи з допустимої похибки кодування сигналів рівної 1% (вісім розрядів).

При формуванні результуючого коду вибірок  $A$ -сканів необхідно врахувати, що вже при кутовому напрямку прозвучування більшому за  $10^\circ$  ще до закінчення вибірок кодування сигналів вибірок останніми дискретними каналами прийому луносигналу розпочинається кодування вибірок першими дискретними каналами прийому наступної вибірки. Для того, щоб складання кодів вибірок отриманих кожним з дванадцяти АЦП каналів прийому луносигналів дискретного п'єзоелектричного перетворювача строго відповідали номеру вибірки  $A$ -скану, коди АЦП кожного каналу прийому луносигналу запам'ятовуються в порядку їх надходження в регістрах пам'яті кожного каналу. І тільки після

останнього такту синхронізації роботи кожного з АЦП виконується формування сумарного значення коду кожної з вибірок, яке координатно (номер кутового прозвучування та номер вибірки) фіксується в пам'яті мікроконтролера. Значення цифрового коду вибірки луносигналу, що надходить з напрямку, в якому відбувається прозвучування матеріалу об'єкту, є середньоарифметичне значення кодів всіх дванадцяти АЦП каналів матриці.

Часу для виконання таких дій є достатньо. Враховуючи, що частота формування зображення типу «кутовий *B-скан*» має відповідати телевізійному стандарту для можливості спостереження рухомої картини, тривалість формування такого зображення має становити 0,04 с. На формування одного *A-скану* при кутовій дискретності *B-скану*  $3^0$  (кутовий розкрит *B-скану*  $\pm 45^0$ ) відведено таким чином час  $\tau_A = 1,33$  мс. При цьому фактичний час формування власне *A-скану* виходячи з геометричних розмірів об'єкту (товщина *H*) і ультразвукової швидкості в ньому становить:

$$(\tau_A)_{\text{факт.}} = \frac{2H}{C} \quad (4.66)$$

При візуалізації розподілу градієнтів густини внутрішнього середовища сталюого об'єкту ( $C_s = 5,5 \cdot 10^6$  мм/с) товщиною 100 мм фактична часова довжина *A-сканів* (час розповсюдження ультразвукового сигналу) становить не менше за 36,5 мкс, а у випадку візуалізації м'яких тканин людини при глибині прозвучування 200 мм ( $C = 1,5 \cdot 10^6$  мм/с) часова довжина *A-сканів* становить 26,6 мкс. При цьому на реалізацію всіх підготовчих процедур та зчитування і необхідного перетворення інформації отриманої шляхом вимірювання вибірок *A-скану* кожним з дванадцяти каналів остається час рівний 3 296,8 мкс у випадку контролю матеріалу сталюого зразка і 3 306,4 мкс при контролі м'яких тканин людини. З такого розрахунку стає очевидним, що на формування, кодування та реєстрації інформації *A-сканів* з метою синтезу зображення типу *B-скан* часу вистає.

В представленому на рис.4.34 алгоритмі роботи системи використані такі змінні:

*i* – номер кутового *A-скану* ультразвукових коливань, які використовуються для контролю внутрішнього середовища об'єкту контролю. При використанні кутового вводу коливань з кроком  $\Delta\alpha^0 = 3^0$  в межах допустимих максимальних значень кутів вводу  $\pm 45^0$  кількість таких *A-сканів*  $i=30$ . Для зручності організації керування за кутове введення ультразвуку  $i=1$  приймаємо кут  $\alpha = -45^0$ , тоді  $i=15$  відповідає куту введення коливань  $\alpha = -3^0$ ,  $i=16$  – куту  $\alpha = 3^0$ , а  $i=30$  відповідає куту  $\alpha = 45^0$ .

*j* – номер вибірки *A-скану*. Максимальне число таких вибірок *m* залежить від геометричних розмірів об'єкту контролю. Так при товщині *h*

об'єкту контролю зі сталі ( $C=5,5 \text{ км/с}$ ) рівній 20 мм максимальна лінійна довжина *A*-скану становить 56.5 мм. При частоті вибірок рівній 2 МГц максимальне число таких вибірок становить  $m=20$

$k$  – номер електронного каналу прийому луносигналів. При використанні лінійної матриці п'єзоелектричних елементів ( $6\lambda$  на  $6\lambda$ ) з розміром випромінюючої поверхні одного елементу ( $\lambda/2$  на  $6\lambda$ ) кількість таких каналів  $K=12$ .

Значення затримок моментів збудження коливань в кожному  $k$ -тому п'єзоелектричному елементі матриці для формування кожного  $i$ -того *A*-скану, який відрізняється кутовим напрямком розповсюдження ультразвукових коливань  $i\Delta\alpha^0$ , визначається співвідношеннями:

$$\tau_{ik} = (k-1) \frac{1}{2f} \sin \left[ (-\Delta\alpha^0) \left( \frac{n}{2} + 1 - i \right) \right] \quad (4.67)$$

$$1 \leq i \leq \frac{n}{2}$$

та

$$\tau_{ik} = (K-k) \frac{1}{2f} \sin \left[ \Delta\alpha^0 \left( i - \frac{n}{2} \right) \right] \quad (4.68)$$

$$\left( \frac{n}{2} + 1 \right) \leq i \leq n$$

Середнє значення суми результатів вимірювання кожної  $j$ -тої вибірки луносигналів, які приймаються кожним  $k$ -тим елементом матриці дискретного перетворювача при формуванні кожного  $i$ -того *A*-скану -  $N_{ikj}$ , становить значення вибірки луносигналу цього *A*-скану отриманої всією фазокерованою матрицею п'єзоелектричних перетворювачів -  $N_{ij}$ .

Для побудови зображення кутового *B*-скану на екрані електропроменевої трубки або іншому відеоекрані координати вибірок представляються їх прямокутними координатами, як:

$$X_{ij} = j \frac{C}{f} \sin \left[ -\Delta\alpha \left( \frac{n}{2} + 1 - i \right) \right], \quad (4.69)$$

$$1 \leq i \leq \frac{n}{2}$$

$$Y_{ij} = j \frac{C}{f} \cos \left[ -\Delta\alpha \left( \frac{n}{2} + 1 - i \right) \right] \quad (4.70)$$

$$1 \leq i \leq \frac{n}{2}$$

$$X_{ij} = j \frac{C}{f} \sin \left[ \Delta\alpha \left( i - \frac{n}{2} \right) \right] \quad (4.71)$$



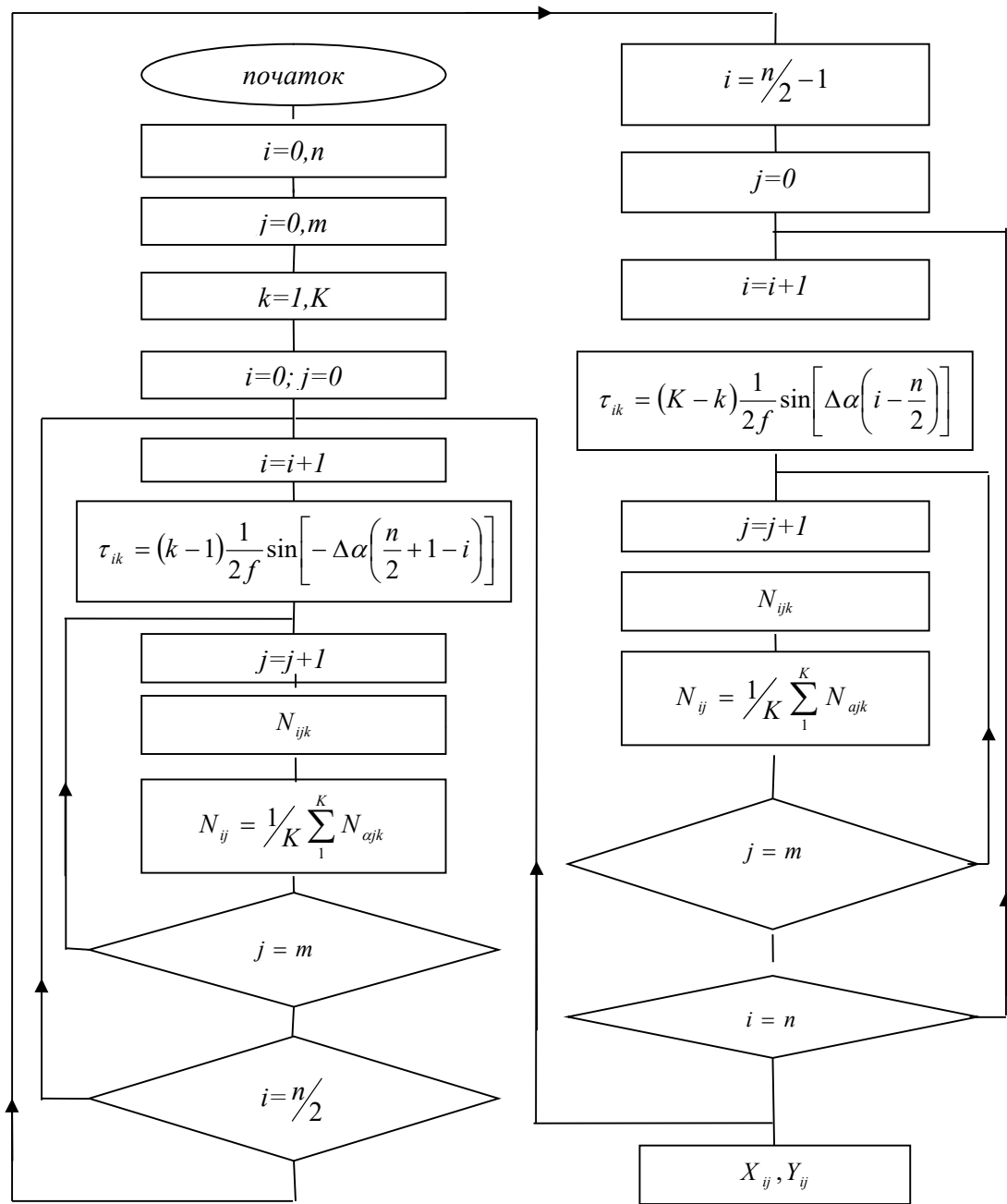


Рис.4.34. Алгоритм роботи системи ультразвукового контролю на основі дискретного п'єзоелектричного перетворювача з фазовим керуванням.

$$\begin{aligned}
 & \frac{n}{2} + 1 \leq i \leq n \\
 & Y_{ij} = j \frac{C}{f} \cos \left[ \Delta \alpha \left( i - \frac{n}{2} \right) \right] \\
 & \frac{n}{2} + 1 \leq i \leq n
 \end{aligned} \tag{4.72}$$

Просторова роздільна здатність системи ультразвукового контролю залежить від ширини діаграми направленості випромінюючої ультразвукової системи та від часової довжини радіоімпульсу зондуючого сигналу. Зі зменшенням тривалості таких імпульсів зростають частотні вимоги щодо ширини частотної смуги пропускання таких сигналів, як на етапі їх генерації, так і при їх прийомі та підсиленні в трактах системи.

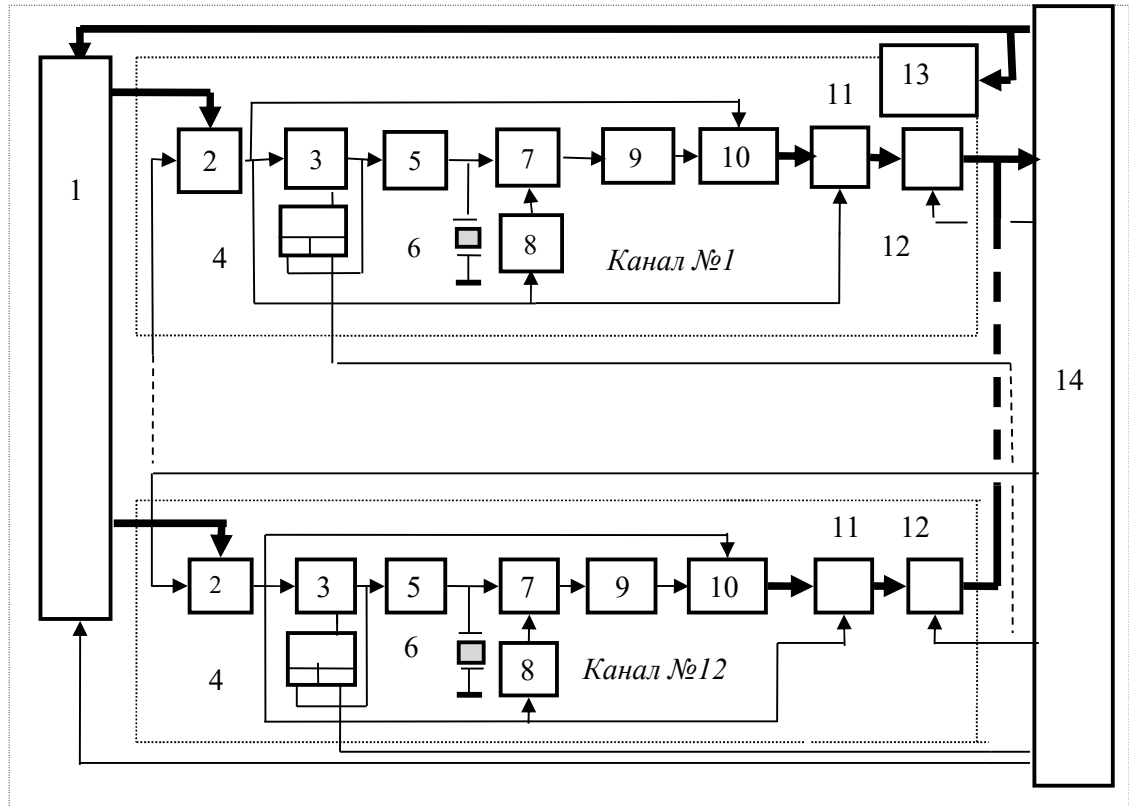


Рис.4.35. Функціональна схема ультразвукової системи контролю на основі дискретного перетворювача з фазовим керуванням.

- 1 – комутатор; 2 – лінія затримки керована цифровим кодом; 3 – ключ; 4 – тригер; 5 – підсилювач; 6 – елемент ультразвукового перетворювача; 7 – підсилювач луносигналу; 8 – схема автоматичного регулювання коефіцієнту підсилення; 9 – детектор; 10 – АЦП; 11 – регістр пам'яті; 12 – багатоканальні ключі; 13 – дисплей; 14 – мікроконтролер.

Для розширення частотної характеристики п'єзоелектричного елементу матриці необхідно зменшувати його розміри, що можемо досягти розділенням кожного дискретного елементу матриці перетворювача на паралельно працюючі елементи ще меншої площі перерізу. Подібний можливість може легко реалізовуватися в ультразвукових матрицях, які виконуються напленням п'єзоелектричного матеріалу у вакуумі, але є проблематичною для матриць виконаних шляхом механічного розпилю п'єзоелектричних пластин, наприклад - з ЦТС-19.

Розглянемо ще одну можливість збільшення роздільної здатності двохмірних зображень типу «кутовий В-скан», що синтезується в системі

ультразвукового контролю та медичної діагностики на основі використання дискретного перетворювача з фазовим керуванням моментів збудження елементів. Мова йде про використання в подібній ультразвуковій системі фокусування коливань.

Відповідним фазовим керуванням моментів збудження коливань елементів ультразвукової матриці можемо реалізувати фокусування в ближній зоні коливань. При цьому на основі дискретного п'єзоелектричного перетворювача отримуємо аналог акустичної лінзи з циліндричною поверхнею та фокусною зоною з радіусом приблизно рівним довжині хвилі, розтягнутою на ширину перетворювача – приблизно на  $6\lambda$  (тут  $\lambda$  - довжина хвилі коливань в середовищі об'єкту контролю).

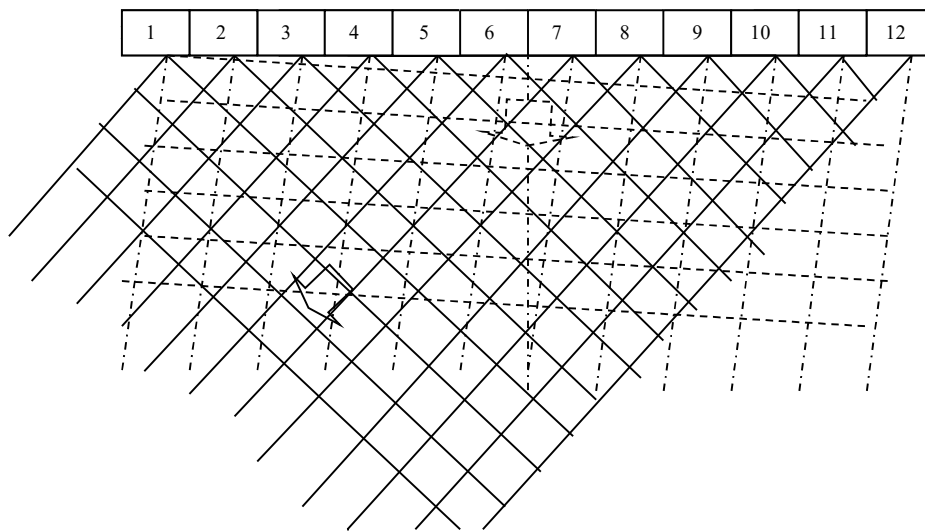


Рис. 4.36. Принцип формування фазового фронту коливань при різних значеннях їх кутового розповсюдження.

Для фокусування коливань необхідно до значень затримок збудження п'єзоелементів матриці розрахованих для різних в межах  $\pm 45^\circ$  кутів вводу коливань в середовище об'єкту контролю додати додаткові затримки збудження елементів з номерами представленими на рис.4-36 розрахованих згідно наступним формулам:

$$\begin{aligned}
\tau_{1(12)} &= 0 \\
\tau_{2(11)} &= \frac{\sqrt{F^2 + 9\lambda^2} - \sqrt{F^2 + 6,25\lambda^2}}{C_l} \\
\tau_{3(10)} &= \frac{\sqrt{F^2 + 9\lambda^2} - \sqrt{F^2 + 4\lambda^2}}{C_l} \\
\tau_{4(9)} &= \frac{\sqrt{F^2 + 9\lambda^2} - \sqrt{F^2 + 2,25\lambda^2}}{C_l} \\
\tau_{5(8)} &= \frac{\sqrt{F^2 + 9\lambda^2} - \sqrt{F^2 + \lambda^2}}{C_l} \\
\tau_{6(7)} &= \frac{\sqrt{F^2 + 9\lambda^2} - \sqrt{F^2 + 0,25\lambda^2}}{C_l}
\end{aligned} \tag{4-73}$$

В приведених розрахункових формулах  $F$  – фокусна відстань,  $C_l$  – швидкість повздовжніх хвиль в середовищі об'єкту контролю.

Підвищення роздільної здатності системи контролю за рахунок такого фокусування відбувається для певної зони контрольованого середовища, яка розташована на відстані  $F$  від поверхні.

Застосування принципу фокусування ультразвукових хвиль дає можливість в декілька раз підвищити роздільну здатність системи контролю у фокальній зоні на заданій глибині контрольованого середовища. Дискретність існуючих керованих кодами ліній затримок дозволяє реалізувати такий режим роботи системи на частотах в межах десятків мегагерц.

Результат контролю з допомогою ультразвукової системи на основі фазокерованого дискретного перетворювача відображається візуально на екрані електронної трубки монітора комп'ютера або на плоскому рідинно-кристалічному або люмінесцентному екрані. При такому способі відображення кутового *В-скану* необхідно передбачити програмне перетворення координат результатів вимірювання вибірок *А-сканів* з кутових на прямокутні.

#### 4.9. Система ультразвукової томографії

Синтезовані двохмірні зображення *В-скан* та *С-скан* не дивлячись на відображення ними розподілу густини матеріалу в конкретному січенні до томографії не відносять. Використовуючи аналогію з рентгенівською комп'ютерною томографією ультразвукова томограма має бути реконструйованою використанням зображень *А-сканів*, які пересікаючись під різними кутами в одному і тому ж січенні об'єкту мали б відображати двохмірний розподіл градієнтів густини контрольованого матеріалу в площині цього перерізу. За необхідності прозвучування об'єкту в межах його перерізу, але під різними кутами, система томографії середовища

твердого тіла може бути виконана на основі використання тільки дискретних ультразвукових перетворювачів з фазовим керуванням моментів збудження коливань.

Формування *A*-сканів, що перетинають середовище об'єкту контролю під різними кутами пересікаючись один з одним, можемо отримати формуючи ряд зображень типу *B*-скан при лінійному зміщенні перетворювача типу «Лінійна фазокерована матриця» поверхнею об'єкту контролю, як показано на рис. 4.37. При переміщенні перетворювача вздовж осі *x* кроками рівними  $\Delta x$ , який з метою уникнення пропуску дефекту вибирається дещо меншим за ширину матриці, наприклад  $\Delta x = 5\lambda$ , та періодом дискретизації  $\Delta T$  кожного з *A*-сканів, який може бути в декілька разів меншим за часову довжину зондуючого радіо-імпульсного сигналу, ультразвукову томограму можемо представити, як результат складання вибірок *A*-сканів з однаковими координатами.

Таким чином ультразвукова томограму  $F(X, Y)$  двохмірного розподілу градієнтів густини в січенні матеріалу контрольованого об'єкту  $f(x, y)$  можемо представити наступним виразом:

$$F(X_{k,i,j}, Y_{i,j}) \Leftrightarrow f(x, y) \quad (4.74)$$

$$X_{k,i,j} = \sum_k \sum_{i=0}^n \sum_{j=1}^m [k\Delta x + iC\Delta T \sin(45^\circ - j\Delta\alpha^0)] \quad (4.75)$$

$$Y_{i,j} = \sum_{i=0}^n \sum_{j=1}^m iC\Delta T \cos(45^\circ - j\Delta\alpha^0) \quad (4.76)$$

Роздільна здатність ультразвукової томограми майже на порядок перевищує роздільну здатність, яку забезпечує класична луно імпульсна дефектоскопія та система контролю з відображенням результату у вигляді *B*-скану. Пояснюється це ефектом багатократного відбиття різних за кутовим напрямком ультразвукових сигналів від дефектів внутрішньої структури контрольованого матеріалу, яке має місце у процесі кутового сканування з різних точок поверхні об'єкту контролю при лінійному переміщенні матриці ультразвукового перетворювача.

Суттєвою перевагою контролю за технологією ультразвукової томографії є те, що прозвучування кожної ділянки контрольованого середовища в заданому його січенні під різними кутами розповсюдження коливань виключає можливість пропуску дефектів у вигляді пластинчатих включень оксидів заліза, утворення яких супроводжує електрозварювальні процеси.

Прозвучування об'єкту контролю під різними напрямками реально може виконуватися послідовно в часі. Тому ультразвукова томографія можлива лише для статичних об'єктів – елементів конструкцій, тощо. Можливість використання ультразвукової томографії для візуалізації січень м'яких тканин людини є проблематичним враховуючи динаміку роботи серця, рух крові судинами. Час формування одного *B*-скану з кутовим зміщенням *A*-сканів рівним  $3^\circ$  при глибині прозвучування м'яких тканин 30 см (швидкість ультразвуку в м'яких тканинах людини

становить приблизно  $1500 \text{ м/с}$ ) досягає приблизно  $15 \text{ мс}$ . Для формування томограми необхідно виконати лінійне переміщення дискретного перетворювача для формування не менше десяти *B-сканів*. Якщо час на переміщення перетворювача на один крок становитиме приблизно  $0,5 \text{ с}$ , це потребує сумарної затрати часу не менше ніж  $5 \text{ с}$ , в той час, коли мінімальне значення періоду роботи серця людини може становити приблизно  $600 \text{ мс}$ .

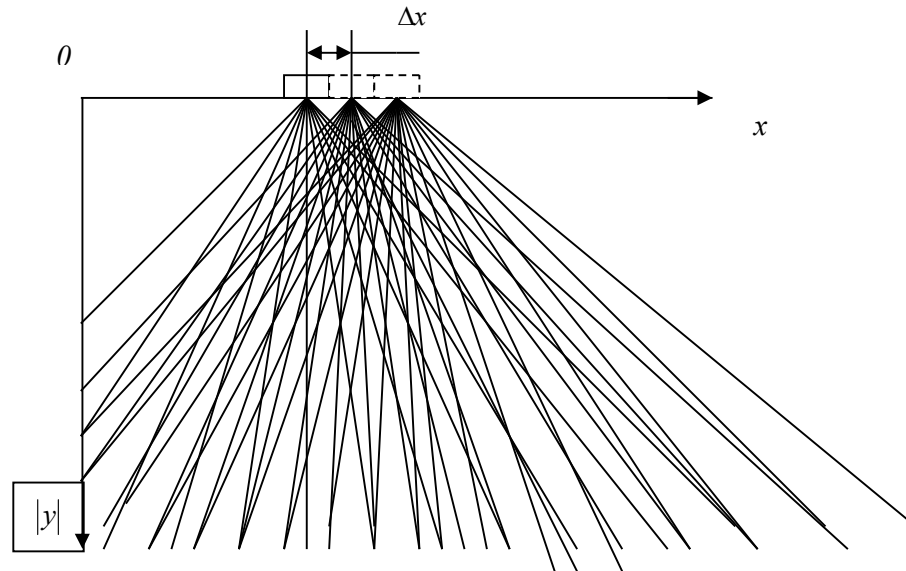


Рис. 4.37. Принцип формування ультразвукової томограми

Система ультразвукової томографії може використовуватися для контролю виробництва відповідальних об'єктів техніки, таких як вал турбіни генератору теплових в тому числі атомних електростанцій, вал турбореактивного авіаційного двигуна, зварне з'єднання товстостінних труб теплообмінних контурів атомних реакторів, тощо.

#### 4.10. Ультразвукові системи голографії та перспективи їх використання в неруйнівному контролі

Маючи певну аналогію ультразвукових методів дослідження внутрішнього середовища матеріалів з оптичними методами не можемо не розглянути можливість отримання зображень дефектів шляхом використання методів голографічного перетворення інформативних ультразвукових сигналів відбитих цими дефектами [23].

Ультразвукова голографія, як і її аналог - оптична голографія, передбачає опромінення досліджуваного середовища ультразвуковими коливаннями з плоским фазовим фронтом та відновлення і візуалізацію фазового фронту ультразвукової хвилі відбитої градієнтом густини (дефектом) цього середовища. Імітацією плоского фазового фронту ультразвукових коливань може бути коливання збуджене на поверхні

контрольованого об'єкту точковим перетворювачем. На певній відстані від точки збудження коливань ділянку сферичного фронту розповсюджуваних в ізотропному середовищі збуджених коливань можемо розглядати з певним допущенням, як коливання з плоским фазовим фронтом.

Певним спрощенням принципу реалізації ультразвукового голографічного перетворення є використання методу синтезованої апертури, що виконується використанням нормального кута вводу коливань в середовище контролю при скануванні поверхні об'єкту контролю шляхом растрового переміщення ультразвукового перетворювача з вимірюванням та координатною реєстрацією фазового зсуву луносигналу в кожній точці координат  $x, y$  сканування та кожній точці вибірок  $A$ –сканів. При використанні, як вимірювача фазового зсуву – фазового детектора, наприклад – подвійного балансного модулятора, візуалізація координатного запису такого вимірювання має нагадувати інтерференційну картину отримувану гомодинним оптичним інтерферометром.

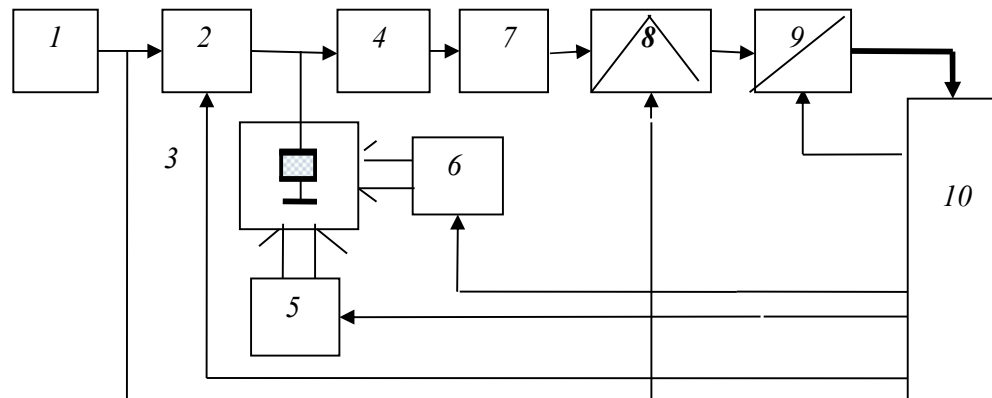


Рис. 4.38. Функціональна схема ультразвукової голографічної системи з використанням методу синтезованої апертури

1 – генератор; 2 – електронний ключ; 3 – п'єзoeлектричний перетворювач;  
4 – двохсторонній обмежувач амплітуди коливань; 5, 6 – приводи  $x, y$  – сканера;  
7 – підсилювач; 8 – фазовий детектор; 9 – АЦП; 10 – контролер.

Реалізація подібного вимірювального перетворення показана на прикладі роботи системи представлений на рис. 4-38. В цій схемі вимірювання фазового зсуву радіо-імпульсного луносигналу запропоновано виконувати за результатом його фазового детектування (8) з використанням в якості опорного неперервного сигналу задаючого генератору.

Результатом контролю виконаною даною системою є двокоординатне відображення значення вимірюваного фазового зсуву луносигналів зміною яскравості пропорційною значення вихідної напруги фазового детектору вимірюної АЦП 9.

При відсутності дефекту в матеріалі плоско паралельного об'єкту отримуємо зображення акустичної інтерферограми сигналів, які відбиваються від донної поверхні. В залежності від товщини такого

об'єкту і відповідно значень зсуву фаз отриманих луносигналів матимемо рівномірне забарвлення отриманого відображення.

Для контролю товстостінних об'єктів нами апробована інша схема системи ультразвукової голографії, яка теж виконує відображення двовимірного розподілу фазового фронту предметної хвилі – ультразвукового випромінювання, яке відбите градієнтом густини в середовищі об'єкту контролю.

Особливість даної схеми полягає у використанні одного точкового збудника ультразвукових коливань частоти  $0,1 \text{ МГц}$  в матеріалі об'єкту дослідження та лінійки точкових приймачів (18 штук) луносигналів рознесених один від одного на відстань рівну половині довжини хвилі коливань в матеріалі об'єкту дослідження. В якості такого матеріалу було використано пластину з органічного скла товщиною  $50 \text{ мм}$  з висвердленими з зворотної сторони різними за формою отворами на різну глибину пластини – моделями дефектів.

Точкові збудники і приймачі ультразвукових коливань з метою максимального спрощення їх виготовлення використовують магнітострикційний ефект. Нікелеві стержні діаметром  $1,5 \text{ мм}$  узгоджено намагнічуються електромагнітним полем двох зустрічно включених коротких котушок розміщених на відстані одна від одної рівній половині довжини ультразвукової хвилі вибраної частоти в матеріалі стержня ( $28,5 \text{ мм}$ ).

Деформація магнітострикційного стержня  $\varepsilon = \Delta l / l$ , де  $l$  – довжина стержня, залежить від його намагніченості, а не від знаку магнітної індукції поля намагнічування. Тому для забезпечення відповідності частоти струму у котушках намагнічування частоті повздовжньої деформації нікелевого стержня матеріал цього стержня підмагнічується магнітним полем постійного магніту з фериту, який кріпиться до стержня (Рис.4-39 а).

З метою збільшення інтенсивності коливань в магнітострикційному стержні перетворювача можуть використовуватися дві і більше коротких висотою менше за чверть довжини хвилі коливань котушок, в які подається змінний струм вибраної частоти. При узгодженому включенні таких котушок відстань між ними повинна бути кратною довжині хвилі коливань у стержні -  $\lambda_{cm}$ . При відстані між котушками кратній половині довжини хвилі коливань їх послідовне включення має бути зустрічним.



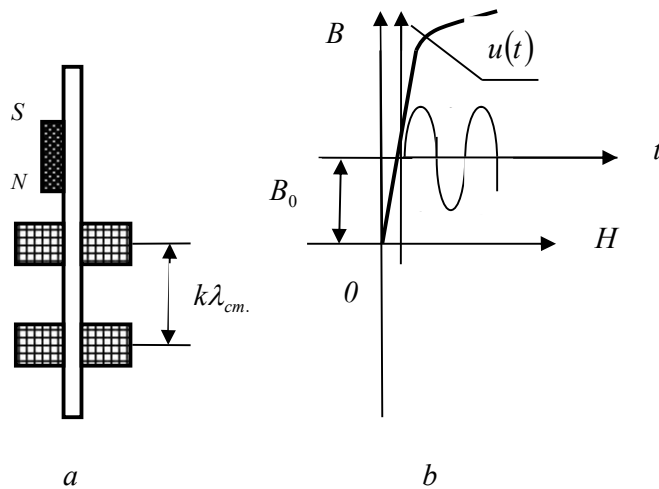


Рис.4.39. Точковий магніострикційний перетворювач  
 а – конструкція ультразвукового магніострикційного перетворювача;  
 б – особливості збудження коливань в осерді перетворювача.

Вимірювальна частина ультразвукової системи голографії представлена на рис. 4-40. Збуджена точковим магніострикційним перетворювачем ультразвукова хвиля з сферичним фазовим фронтом розповсюджується в ізотропному середовищі до зустрічі з градієнтом густини, який відтворений дефектом внутрішньої структури матеріалу цього об'єкту. При відстані до такого дефекту відносно точки вводу коливань  $l \gg \lambda$ , де  $\lambda$  - довжина хвилі коливань в контрольованому матеріалі, можемо нехтувати кривизною фазового фронту і сприймати його, як плоский.

Фазовий фронт ультразвукової радіо-імпульсної хвилі відбитої дефектом внутрішньої структури матеріалу несе інформацію про його форму та геометричні розміри. Ця хвиля приймається лінійкою довжиною  $9\lambda$  точкових приймачів 4 розташованих один від одного на відстані половини довжини хвилі коливань. Прийняті сигнали підсилюються та перемножуються з безперервним коливанням напруги генератору в фазових детекторах 6 (подвійних балансних модуляторів).

Вихідні напруги фазових детекторів вимірюються АЦП, а отримані результати заносяться у цифрову пам'ять контролера разом к їх координатами – номер каналу прийому луносигналу –  $i$  та номер кроку положення лінійки приймачів  $j$ .

Збудження радіо-імпульсного ультразвукового сигналу в середовищі об'єкту контролю повторюється 18 разів кожен раз при переміщенні лінійки приймачів на один крок рівний половині довжини хвилі коливань в напрямку перпендикулярному цій лінійці. Період повторного збудження коливань визначається за часом затухання ребервараційних процесів в середовищі контрольованого об'єкту. Достатня тривалість такого періоду може становити, наприклад – 100 мс.

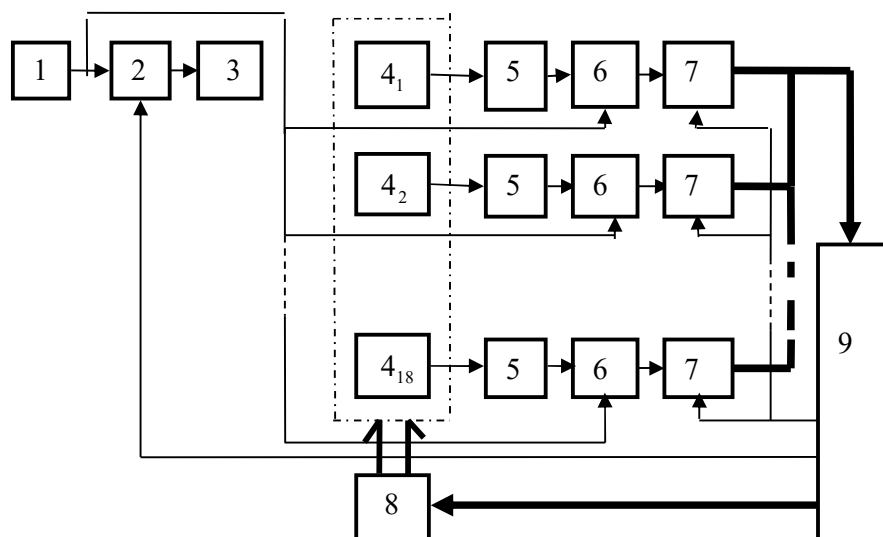


Рис. 4.40. Функціональна схема виміральної частини ультразвукової голографічної системи

1 – генератор сигналу; 2 – електронний ключ; 3 – точковий збудник коливань; 4 – точкові приймачі луносигналів; 5 – підсилювачі;  
6 – фазові детектори; 7 – АЦП; 8 – привід лінійного крокового сканера;  
9 – контролер (персональний комп'ютер).

Таким чином за відносно короткий час формується запис акустичної інтерференційної картини локальної неоднорідності внутрішньої структури внутрішнього середовища об'єкту контролю, яке виконується в апертурі (9X9) довжин хвиль під певним ракурсом до цієї неоднорідності, який залежить від взаємного положення точки розміщення збудника коливань і лінійки приймачів луносигналів. При необхідності ракурс «спостереження» виявленої неоднорідності (дефекту) можемо змінити перемістивши приймальну лінійку перетворювачів або змінивши точку вводу коливань в середовище об'єкту контролю.

Потрібно відмітити, що поява вихідних напруг фазових детекторів каналів прийому луносигналів, не залежить від інших факторів крім наявності зони відбиття ультразвукових сигналів. Наявність записаної в комп'ютерній пам'яті акустичної інтерферограми в зазначеній вище апертурі прийому луносигналів дозволяє використовуючи алгоритми числового відновлення голограми виконати розрахунок трьохмірної функції поверхні неоднорідності. Проте подібний результат не дивлячись на затрати для його отримання не дасть додаткової інформації порівняно з фактом відбиття ультразвуку від виявленої неоднорідності. Дифузне відбиття ультразвукових коливань навіть від порівняно плоскої поверхні приведе до досить складної функціональної залежності відновленої функції.

#### 4.11.Ультразвукові системи контролю фізичних параметрів матеріалів

В неруйнівному контролі та інших напрямках техніки та наукових досліджень широкого застосування дістали ультразвукові методи визначення та контролю лінійних параметрів (товщини, відстані) та швидкості розповсюдження коливань. Серед цих параметрів ультразвукова швидкість є особливо інформативним параметром, здатним опосередковано відповідати за фізичний стан матеріалів конструкцій, вміст і концентрацію розчинів, фізико-технічні параметри матеріалів незалежно від їх агрегатного стану [15-19].

Вимірювання відстані або товщини у найпростішому випадку зводиться до визначення часового запізнення ультразвукового сигналу  $\tau$ . Значенню вимірюваної відстані чи товщині об'єкту контролю має відповідати результат перемноження виміряного інтервалу часу  $\tau$  на значення швидкості розповсюдження ультразвукових коливань. Враховуючи залежність ультразвукової швидкості від багатьох параметрів контрольованого середовища її значення, як правило, стараються визначити також експериментально. Для випадку контролю товщини  $h$  металевих виробів чи елементів конструкцій використовують т. з. еталонні зразки заданої товщини  $\tau_{зр.}$  з матеріалу тотожного матеріалу об'єкту контролю. Вважаючи відповідність ультразвукових швидкостей зразка і об'єкта контролю однаковими визначають значення вимірюваної товщини, як:

$$h = \frac{\tau}{2} C = \frac{\tau}{2} \left( \frac{2h_{зр.}}{\tau_{зр.}} \right) \quad (4.77)$$

де  $\tau_{зр.}$  - час запізнення ультразвукового луносигналу сигналу при його розповсюдженні в матеріалі зразка.

При відсутності еталонного зразка вимірювання товщини плоскопаралельного об'єкту можна виконати спираючись на відоме значення швидкості розповсюдження ультразвуку у воді  $C_B$ , якщо розмістити і об'єкт контролю, і зафіксований вимірювальний перетворювач у ємності з водою, як показано на рис.4-41. Перед початком експерименту визначають часову затримку ультразвукового сигналу у воді без об'єкту контролю, яка при даній відстані перетворювача від дна ємності становить  $\tau_0$ . Збуджений п'єзоелектричним перетворювачем радіоімпульс ультразвукових коливань відбиваючись від верхньої та нижньої поверхонь об'єкту та дна ємності з водою відтворить на виході цього перетворювача послідовність імпульсів 1, 2, 3, часові затримки яких від моменту збудження коливань становлять відповідно  $\tau_1, \tau_2, \tau_3$ . Враховуючи, що часова затримка коливань в матеріалі об'єкту контролю відповідає різниці  $\tau_2 - \tau_1$  можемо скласти наступне рівняння:

$$\tau_3 = \tau_1 + (\tau_2 - \tau_1) + \frac{(\tau_0 - \tau_1)C_B - (\tau_2 - \tau_1)C_{OK}}{C_B}$$

де  $C_{OK}$  - швидкість розповсюдження ультразвукових коливань в матеріалі об'єкту контролю.

Визначаючи часові затримки  $\tau_0, \tau_1, \tau_2, \tau_3$  можемо визначити значення ультразвукової швидкості в матеріалі об'єкту контролю:

$$C_{OK} = C_B \left( \frac{\tau_0 - \tau_3}{\tau_2 - \tau_1} + 1 \right)$$

Знаючи ультразвукову швидкість і тривалість розповсюдження коливань можемо визначити товщину контрольованого об'єкту:

$$h = \frac{1}{2} C_B [(\tau_0 - \tau_3) + (\tau_2 - \tau_1)]$$

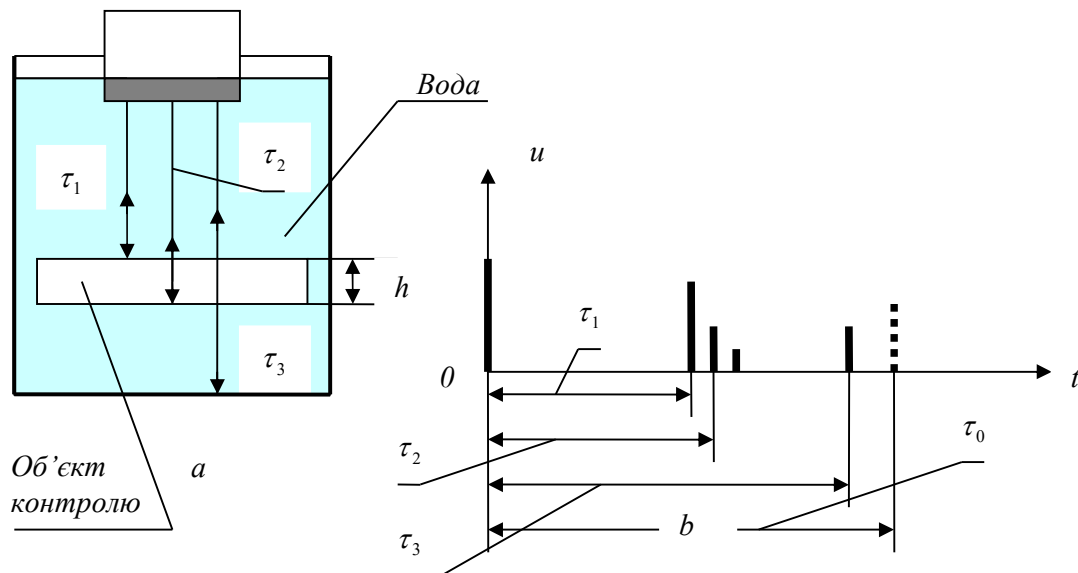


Рис. 4.41. Вимірювання товщини та ультразвукової швидкості в плоско паралельному зразку використовуючи, як відому величину – швидкість ультразвуку у воді

$a$  – схема вимірювання;  $b$  – послідовність луносигналів в А-скані.

Методи вимірювання лінійних параметрів та ультразвукової швидкості, які ґрунтуються на безпосередньому вимірюванні часової затримки сигналів мають низьку точність. Це твердження можна пояснити декількома причинами. Першою з них слід назвати низьку точність визначення часового інтервалу затримки ультразвукового сигналу, який з одної сторони має невисоку крутизну наростання в момент свого початку, що пояснюється перехідним процесом наростання коливань при їх збудженні п'єзоелектричним перетворювачем, та має низький рівень за рахунок затухання ультразвукових коливань в матеріалі об'єкту контролю. Цей фактор разом з можливою присутністю адитивних завад приводить до похибки визначення моменту надходження луносигналу, а луно імпульсний метод вимірювання товщини об'єктів є основним методом

подібного вимірювання, за рахунок кінцевого значення порогу спрацювання компаратору, як засобу фіксації цього моменту і формування таким чином заднього фронту імпульсу затримки ультразвукового коливання.

Якщо в останньому розглянутому прикладі (Рис.4-41) граничне значення випадкової похибки фіксації моменту надходження луносигналу вважати рівною  $\pm 0,5T$  (нормальний закон розподілу густини ймовірності), де  $T$  - період коливань луносигналів, сумарне середньоквадратичне відхилення похибки фіксації всіх луносигналів становитиме  $0,36T$ , а граничне абсолютне значення похибки становитиме  $\pm 1,08T$ .

Другою причиною використання табличного, а не фактичного значення швидкості розповсюдження ультразвукових коливань в середовищі об'єкту контролю або в воді, як це показано в наведеному прикладі. Швидкість ультразвуку в середовищах розповсюдження залежить від багатьох факторів – в твердому тілі від кристалічної будови, степені механічних напружень, а в воді від концентрації розчинених в ній солей і газів, температури. Фактичне значення швидкості розповсюдження ультразвукових коливань може відрізнятись від табличного в межах до  $\pm 5\%$ , що принесе такого рівня похибку в значення вимірюваної лінійної величини. Використання так званих еталонних зразків металу повного усунення похибки, що зумовлена відмінністю фактичного значення ультразвукової швидкості в матеріалі об'єкту контролю від встановленого значення швидкості у матеріалі зразка, не дасть враховуючи відмінність стану матеріалу зразка і об'єкту контролю.

Нарешті, третьою причиною похибки можемо назвати неврахування в подібних вимірюваннях і у випадку наведеного прикладу зміни фази луносигналу відбитого від нижньої поверхні об'єкту контролю, як поверхні розділу середовища з високим акустичним імпедансом з середовищем, акустичний імпеданс якого набагато менший. Зміна фази луносигналу при його нормальному падінні на таку границю розділу середовищ становить  $180^\circ$ , що відповідає збільшенню часової затримки на величину рівну половині періоду коливань. Неврахування цього приросту затримки приводить до похибки її вимірювання  $\gamma = T/2\tau$ .

Цілий ряд ефективних застосувань ультразвукової швидкості, таких, як контроль концентрації розчинів, вимагають високої точності вимірювання. Особливе значення має застосування вимірювання ультразвукової швидкості при контролі величини механічних напружень конструкційних матеріалів та визначення степені їх «втоми», якою є деградація кристалічної структури матеріалів конструкцій у вигляді появи мікроруйнувань на кристалічному рівні матеріалів внаслідок дії навантажень. Мала крутизна функції залежності ультразвукової швидкості від величини механічного напруження в контрольованому матеріалі диктує вимоги до визначення необхідної точності її вимірювання, яка становить  $0,01\%$ , що є нереальним для вище розглянутих методів вимірювання і їх реалізацій.

При вимірюванні швидкості розповсюдження ультразвукових коливань необхідно забезпечити високу точність визначення, як довжини шляху пройденого цими коливаннями, так і часу їх. Прецизійне вимірювання часу запізнення вважається більш проблематичним, зважаючи на можливість виконання вимірювання довжини пройденого коливаннями шляху високоточними засобами лінійних вимірювань. Проблемі прецизійного вимірювання часу запізнення ультразвукового сигналу в різноманітних середовищах і перш за все в твердих тілах присвячено ряд робіт відомих авторів [15,16]. Основним висновком цих робіт є те, що високу точність визначення часової затримки коливань можна отримати лише вимірюванням фазової швидкості цих коливань – тобто визначенням часової затримки шляхом вимірювання фазового зсуву коливань на шляху їх розповсюдження.

З метою підвищення точності вибирають частоту коливань якомога більшою. Але в такому разі навіть для невеликих порівняно значень шляху розповсюдження ультразвукових коливань фазовий зсув  $\theta^0$  стає кумулятивним -  $\theta^0 = N360^\circ + \varphi^0$ , де  $0 \leq \varphi^0 \leq 360^\circ$ , а  $N$  - ціле число фазових циклів. Тому для його визначення необхідно не тільки вимірювати фазовий зсув  $\varphi^0$ , але й визначати ціле значення фазових циклів - число  $N$ .

При цьому часова затримка такого сигналу при відомому значенні його частоти  $f$  становить:

$$\tau = \frac{N360^\circ + \varphi^0}{360^\circ f} \quad (4-78)$$

Враховуючи лінійну залежність фазового зсуву від частоти коливань визначення числа фазових циклів кумулятивного фазового зсуву  $\theta^0$  можемо виконати на основі вимірювання значення фазового зсуву на двох близьких частотах коливань при умові проходження ними однакових відстаней в матеріалі об'єкту контролю [18].

Частоти ультразвукових сигналів повинні вибиратися з настільки близькими значеннями, щоб виконувалися умови: різниця значень внесених фазових зсувів на одній і другій частотах повинна бути меншою за значення фазового циклу –  $360^\circ$  і можна було б нехтувати дисперсією швидкості розповсюдження від зміни частоти коливань. Перша умова виконується вибором значень частот сигналів, яку можемо виконувати контролюючи зміну фазового зсуву. Друга умова враховуючи повільність функції залежності швидкості розповсюдження ультразвукових коливань від їх частоти та малу різницю значень частот таких двох сигналів виконується автоматично.

Графік зміни у часі поточних фаз двох сигналів близьких частот при їх розповсюдженні в досліджуваному середовищі за єдиною траєкторією послідовно у часі показаний на рис. 4.42.

Якщо на частоті ультразвукового сигналу  $f$  в результаті проходження ним відстані  $h$  за час  $\tau$  значення фазового зсуву становить  $0 \leq \varphi^0 \leq 360^\circ$ , то при незначному збільшенні частоти до величини  $(f + \Delta f)$  враховуючи значення швидкості ультразвукових коливань однаковою, як для частоти коливань  $f$ , так і для  $(f + \Delta f)$ , фазовий зсув зростає до значення  $\gamma^0$ . Збільшенню частоти на  $\Delta f$  відповідає приріст фазового зсуву на величину  $\Delta \psi^0 = \gamma^0 - \varphi^0 = 360^\circ \Delta f \tau$ , значення якого за умовою повинно бути в межах фазового циклу:  $0 \leq \Delta \psi^0 \leq 360^\circ$ .

В залежності від значення фазового зсуву  $\varphi^0$  і величини приросту фазового зсуву при зміні частоти на  $\Delta f$  можемо мати співвідношення результатів вимірювання фазових зсувів ( $\gamma^0 > \varphi^0$ ), коли  $(\varphi^0 + \Delta \psi^0) < 360^\circ$  і ( $\gamma^0 < \varphi^0$ ), в ситуації, коли  $(\varphi^0 + \Delta \psi^0) > 360^\circ$ . З урахуванням таких показників результатів вимірювання значень фазових зсувів тривалість запізнення сигналу частоти  $(f + \Delta f)$  можемо представити наступним виразом:

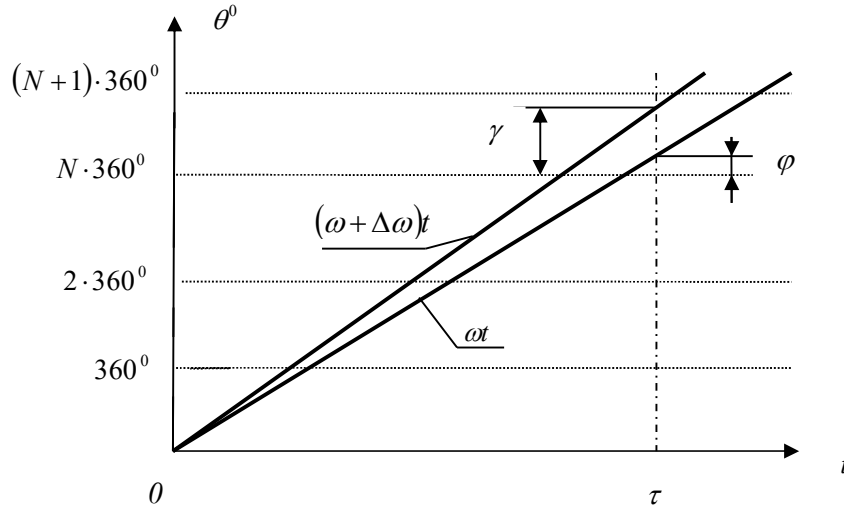


Рис. 4.42. Графік зміни в часі поточних фаз сигналів

$$\tau = \frac{N360^\circ + \gamma - 180^\circ [\operatorname{sgn}(\gamma^0 - \varphi^0) - 1]}{360^\circ (f + \Delta f)} \quad (4.79)$$

Прирівнюємо праві частини рівнянь (4.79) та (4.80) та визначаємо кількість фазових циклів  $N$  у значенні кумулятивного фазового зсуву, як найближче ціле позитивне число:

$$N = \left\lceil \frac{\{\gamma^0 - 180^\circ [\operatorname{sgn}(\gamma^0 - \varphi^0) - 1]\} f - \varphi^0 (f + \Delta f)}{360^\circ \Delta f} \right\rceil \quad (4.80)$$

Точність визначення тривалості затримки за результатом вимірювання фазових зсувів  $\varphi^0$  та  $\gamma^0$  залежить не стільки від точності фазового вимірювання, як від точності визначення значень частоти  $f$  і

$(f + \Delta f)$  та їх стабільності в процесі комутації частоти та вимірювання значень фазових зсувів.

Необхідна стабільність частоти сигналів збудження коливальних п'єзоелектричних перетворювачів на рівні  $\pm 0,001\%$  забезпечується застосуванням, як збудника коливальних - термостабілізованих  $LC$  генераторів, частота коливальних яких синхронізується резонансними коливаннями кварцової (п'єзоелектричної) пластини послідовно включеної в ланцюг зворотного зв'язку електронного підсилювача в тракті генератора.

Вимірювання значення частоти сигналів генераторів з такою ж точністю виконується цифровими частотомірами при забезпеченні тривалості часу вимірювання рівному  $(10^5/f)$ . Значення частоти сигналів можемо встановити з такою точністю виконуючи їх генерацію з допомогою сучасних синтезаторів частоти.

Допустима похибка вимірювання значень фазових зсувів залежить від тривалості затримки – числа фазових циклів в значенні кумулятивного фазового зсуву. При  $N \geq 10$  похибка визначення тривалості затримки не перевищить  $10^{-2}\%$ , якщо максимальне значення похибки вимірювання фазових зсувів становитиме  $\pm 0,36^\circ$ , при  $N \geq 50$  допустима похибка вимірювання фазових зсувів при тій же точності визначення тривалості затримки становить  $\pm 1,8^\circ$ .

Значення частот  $f$  та  $f + \Delta f$  при використанні частотного синтезатору можуть підбиратися за значеннями фазових зсувів сигналів експериментально. Наприклад, частоту  $f$  вибираємо такою, щоб фазовий зсув  $\varphi^0$  становив приблизно  $10^\circ - 25^\circ$  а частоту  $f + \Delta f$  вибираємо з умови досягнення фазового зсуву  $270^\circ - 300^\circ$ . При цьому вимірювання фазових зсувів і визначення тривалості затримки значення може відбуватися в автоматичному режимі роботи системи.

Описаний вище фазовий метод визначення тривалості затримки не має обмежень щодо фізичної природи коливальних. Це можуть бути, як електромагнітні коливання, так і коливання механічної природи, якими є акустичні коливання.

На прикладі використання фазового методу визначення тривалості затримок акустичних коливальних покажемо можливість прецизійного вимірювання відстаней без необхідності використання інформації про швидкість розповсюдження коливальних в середовищі, якщо значення швидкості коливальних не залежить від напрямку їх розповсюдження. Таким середовищем може бути повітря при умові відсутності суттєвого переміщення повітряних мас або вода в якій відсутня течія, наприклад – вода в замкнутій посудині.

Для вимірювання відстані між випромінювачем акустичних коливальних в точці  $a$  і їх приймачем в точці  $b$  використаємо додатковий приймач коливальних в точці  $d$ , яка розташована на перпендикулярі до напрямку  $ba$  на



невеликій, але точно виміряній відстані відносно точки  $b$  – бази вимірювання  $B$ .

Використовуючи описаний вище фазовий метод [18] виконаємо визначення тривалості затримок коливань при їх проходженні відстані  $ab$  -  $\tau_1$  та відстані  $ad$  -  $\tau_2$ . Враховуючи однакові умови для коливань на цих напрямках складемо рівняння для швидкості їх розповсюдження:

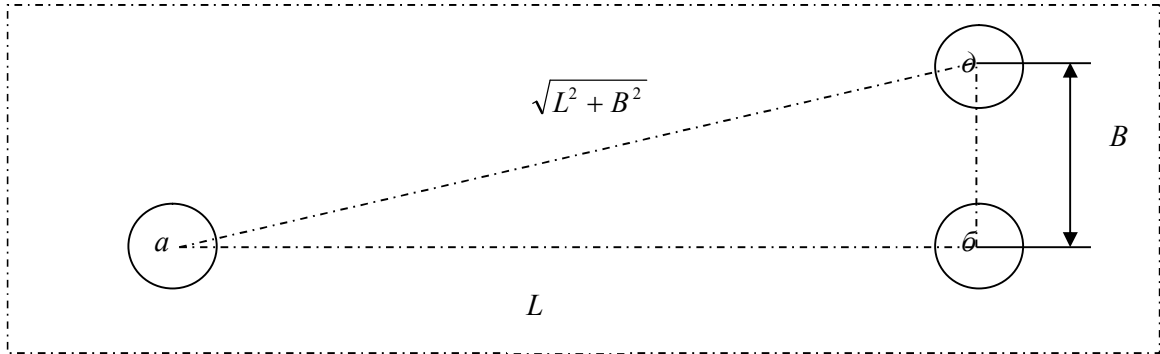


Рис. 4.43. Вимірювання відстані без необхідності знання швидкості розповсюдження коливань

$$C = \frac{L_{\hat{a}\hat{a}}}{\tau_1} \quad (4.81)$$

$$\hat{N} = \frac{\sqrt{L_{\hat{a}\hat{a}}^2 + B^2}}{\tau_2}$$

Звідси, прирівнюючи праві частини рівнянь (4.82) визначаємо значення вимірюваної відстані  $L_{\hat{a}\hat{b}}$ :

$$L_{\hat{a}\hat{a}} = \frac{\hat{A}\tau_1}{\sqrt{\tau_2^2 - \tau_1^2}} \quad (4.82)$$

Даний метод лінійних вимірювань використаємо для контролю товщини  $h$  об'єктів, наприклад – товщини сталених елементів конструкцій.

Збудження ультразвукового випромінювання в сталій пластині з плоскими паралельними сторонами в напрямку перпендикуляра до поверхні виконаємо з допомогою п'єзоелектричного перетворювача 1 (Рис.4-44) встановленого на одній стороні пластини, а прийом коливань реалізуємо з допомогою двох концентрично виконаних перетворювачів 2 розташованих співвісно на іншій стороні пластини. Для реалізації розповсюдження коливань за двома напрямками перетворювач 1 можемо виконати на базі дискового п'єзоелектричного перетворювача розділивши його на два концентрично розташованих перетворювачів, один з яких діаметром приблизно  $4\lambda$ , де  $\lambda$  довжина хвилі коливань в досліджуваному середовищі, а інший у вигляді периферійного кружка шириною  $(1-2)\lambda$ . При цьому для центральної частини такого двійного перетворювача матимемо дещо розширену діаграму направленості коливань.

Концентрично виконаний п'єзоелектричний перетворювач – приймач коливань збуджених першим перетворювачем, виконаний на основі дискового перетворювача розділеного концентрично на два однакової площі перетворювачі шляхом тонкого прорізу електропровідного покриття і частково п'єзоелектричного матеріалу перетворювача з однієї сторони пластини радіусом  $r = R/\sqrt{2}$  (тут  $R$  – радіус пластини п'єзоелектричного перетворювача).

За довжину бази вимірювання приймаємо значення відстані від центру внутрішнього перетворювача до середини смужки зовнішнього перетворювача:

$$B = \frac{R+r}{2} = \frac{R(1+\sqrt{2})}{2\sqrt{2}} \quad (4.83)$$

При цьому виконавши визначення тривалості затримок коливань  $\tau_1$  та  $\tau_2$  на довжині їх шляху розповсюдження до центральної і периферійної частин перетворювача 2 аналогічно попередньому прикладу визначаємо вимірювану товщину пластини:

$$h = \frac{\tau_1 \left( \frac{R+r}{2} \right)}{\sqrt{\tau_2^2 - \tau_1^2}} = \frac{\tau_1 R (1+\sqrt{2})}{2\sqrt{2} \sqrt{\tau_2^2 - \tau_1^2}} \quad (4.84)$$

При реалізації луно-імпульсного методу вимірювання товщини теж використовуємо аналогічний перетворювач у вигляді розділеної на концентричні частини п'єзоелектричної дискової пластини. Середня частина діаметром  $4,2\lambda$ , де  $\lambda$  - довжина хвилі коливань в середовищі об'єкту контролю, використовується, як збудник коливань з широкою діаграмою направленості і приймач луносигналів, відбитих від донної поверхні об'єкту контролю. Периферійна частина перетворювача використовується тільки для прийому луносигналів.

З метою недопущення можливості впливу реверберацій на результат вимірювання тривалість радіо імпульсного електричного сигналу, яким має виконуватися збудження коливань центральною частиною розділеного п'єзоелектричного перетворювача, обмежується часом затримки луносигналу:  $\tau_{pl} \leq 2h/C$ .

Кількість періодів коливань у збудженому радіоімпульсі має бути достатньою для встановлення амплітудних і фазових параметрів сигналу враховуючи обмеження частотної полоси пропускання середовища. Наприклад – при визначенні товщини сталюого зразка ( $C_l \approx 5,5 \cdot 10^3$  м/с) товщиною приблизно  $2 \cdot 10^{-2}$  м доцільно вибрати значення частоти  $f$  рівним 5 МГц. Тоді число періодів збуджених коливань може становити до 35, що гарантує встановлення їх амплітудних параметрів (закінчення перехідних процесів) на значному відрізку тривалості радіоімпульсу.

Вимірювання фазового зсуву такого високочастотного радіо-імпульсного сигналу відносно опорного фазового зсуву неперервного сигналу задаючого генератору доцільно виконувати з використанням методу фазового детектування. Використання інших розглянутих в розділі 3 методів вимірювання вимагало б перетворення частоти з метою перенесення фазового зсуву на низьку частоту, яке в даному випадку виконати неможливо в зв'язку з обмеженою тривалістю радіо-імпульсного сигналу.

Луносигнали, які приймаються центральною і периферійною частинами перетворювача, проходять в середовищі об'єкту контролю різну відстань. Сигнал, який приймає центральна частина, проходить відстань рівну  $2h$ , а периферійна частина приймає сигнал після проходження ним відстані  $2\sqrt{h^2 + B^2}$ .

Можливість досягнення високої точності вимірювання товщини об'єкту контролю вимагає врахування зміни фази коливання при його відбитті від нижньої (донної) поверхні об'єкту, яка граничить з навколишнім повітрям. Ультразвукові коливання, які відбиваються від цієї поверхні у перпендикулярному напрямку змінюють свою фазу на  $180^\circ$ , в той час, як коливання, що приймаються периферійною частиною перетворювача, падають на донну поверхню під кутом  $\alpha = \arctg(B/2h)$  змінюючи фазу відбитого коливання на  $180^\circ - 2\arctg(B/2h)$ .

Приріст фазового зсуву коливань у випадку його неврахування означає наявність адитивної похибки вимірювання за рахунок збільшення часової затримки луносигналів. Для луносигналу, який приймається центральною частиною перетворювача, затримка збільшується на  $\Delta\tau_1 = 0,5(1/f)$  с, а для сигналу, що приймається периферійною частиною, затримка збільшується на

$$\Delta\tau_2 = \frac{180^\circ - 2\arctg(B/2h)}{360^\circ f} \quad (4.85)$$

Для визначення поправок  $\Delta\tau_1, \Delta\tau_2$  потрібно приблизно знати товщину об'єкту контролю, наприклад її номінальне значення.

Ультразвукові коливання, які приймаються центральною і периферійною частинами перетворювача, мають однакову швидкість їх розповсюдження:

$$C = \frac{2h}{\tau_1 - \Delta\tau_1} \quad (4.86)$$

$$C = \frac{2\sqrt{h^2 + (B/2)^2}}{\tau_2 - \Delta\tau_2}$$

Тобто товщина об'єкту контролю з урахуванням зміни фази луносигналів становить:

$$h = \frac{B(\tau_1 - \Delta\tau_1)}{2\sqrt{(\tau_2 - \Delta\tau_2)^2 - (\tau_1 - \Delta\tau_1)^2}} \quad (4.87)$$

Використовуючи (4.87) та (4.88) можемо визначити швидкість ультразвуку в матеріалі даного об'єкту контролю:

$$C = \frac{B}{2\sqrt{(\tau_2 - \Delta\tau_2)^2 - (\tau_1 - \Delta\tau_1)^2}}. \quad (4.88)$$

Згідно (4.88) та (4.89) точність визначення товщини та ультразвукової швидкості залежить в першу чергу від похибки визначення бази вимірювання  $B$  (4.83).

Значення радіусу центральної частини такого перетворювача визначаємо з умови однаковості значення площі кожної з частин:

$$r = \frac{R}{\sqrt{2}} \quad (4.89)$$

Тоді значення бази вимірювання становитиме  $B=0,850 R$ .

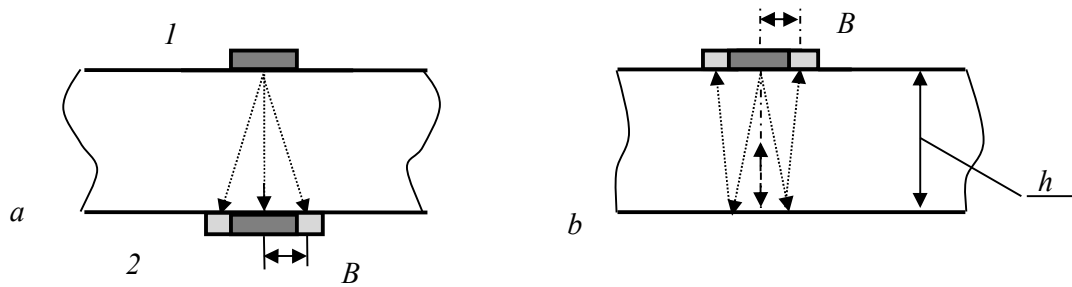


Рис. 4.44. Вимірювання товщини плоских зразків.

$a$  – тіньовий метод;  $b$  – луно імпульсний метод.

Зменшення похибки визначення товщини плоско паралельного об'єкту контролю можемо досягти за рахунок зменшення ширини кільцевого периферійного перетворювача та зменшення таким чином діаметра центрального перетворювача. При виборі радіусу периферійного перетворювача  $4\lambda$  та його ширині  $0,5\lambda$ , де  $\lambda$  - довжина хвилі коливання в контрольованому середовищі, похибка вимірювання товщини в діапазоні її значень (2 – 3) см не перевищить 0,01%.

При цьому не враховується ще одне джерело похибки подібного вимірювання, яке пов'язане з тим, що реальний фазовий фронт коливань, який формується за рахунок інтерференції коливань від кожної точки поверхні п'єзоелектричного перетворювача реальних розмірів, не є абсолютно плоским. Мова йде про так звану інтерференційну поправку [27], вплив якої на швидкість розповсюдження ультразвукових коливань пропонується визначати за наступною формулою:

$$\frac{\Delta c}{c} = \frac{\lambda^2}{31,7a^2} \quad (4.90)$$

де  $a$  – радіус диску п'єзоелектричного перетворювача.

Значення такої похибки зворотно пропорційно залежить від розмірів п'єзоелектричного перетворювача. При діаметрі пластини перетворювача рівному 10 довжин хвиль коливань значення такої похибки досягає

величини 0,1%. Проте згідно наведеної формули дана похибка вимірювання ультразвукової швидкості має адитивний характер, що дозволяє уникнути її впливу шляхом корекції результату вимірювання. Така корекція може бути реалізована при визначенні швидкості в матеріалі об'єкту контролю шляхом порівняння зі значенням швидкості в матеріалі еталонного зразка, значення товщини якого відповідає номінальній товщині об'єкту контролю.

Вимірювання ультразвукової швидкості в конструкційних матеріалах дозволяють визначити степінь утоми матеріалу, як результат деградації структури матеріалу (появи руйнацій міжкристалічних зв'язків). Для отримання максимальної чутливості до таких невеликих за розміром дефектів подібні вимірювання виконують на достатньо високих частотах ультразвукових коливань, наприклад на частоті 5 МГц, що вимагає відповідного зменшення розмірів (діаметру) вимірювального перетворювача і ускладнює можливість досягнення необхідної точності визначення фактичного значення бази вимірювання. Наявність в знаменнику формули розрахунку значення ультразвукової швидкості (4-88) різниці квадратів значень часових затримок коливань, які незначно відрізняються завдяки малій різниці довжин шляхів їх розповсюдження, вимагає підвищення вимог точності їх визначення.

Значне рознесення приймальних перетворювачів і збільшення, таким чином, відповідного розміру бази вимірювання приведе до необхідності використання точкового збудника, що створить проблему досягнення необхідної інтенсивності коливань необхідної для прийому і наступного вимірювання їх параметрів. Крім того збільшення бази вимірювання і таким чином максимального рознесення у просторі контрольованого матеріалу напрямків розповсюдження ультразвуку може ставити під сумнів ідентичність впливу параметрів матеріалу на швидкість ультразвуку на цих напрямках.

Виходом з такого положення може бути визначення товщини контрольованого матеріалу шляхом використання прецизійних засобів лінійних вимірювань, наприклад мікрометрів. Так для найбільш поширеного мікрометру допустима похибка становить 10 мкм, що при товщині вимірюваного матеріалу 20 мм було б причиною виникнення методичної похибки вимірювання, яка становила б 0,05%. Реальна точність визначення швидкості розповсюдження ультразвукових коливань на основі вимірювання їх часової затримки на двох різних за довжиною шляхах розповсюдження може становити (0,1 - 0,5)%.

#### **Ультразвукова система контролю концентрації розчинів та суспензій**

Зазначені вище перестороги відсутні при використанні даного методу визначення ультразвукової швидкості в рідині чи газовому середовищі при умові відсутності будь-якого переміщення мас. Це може бути вимірювання чи контроль концентрації розчинів або суспензій ,

контроль забруднення повітря, тощо. Для прикладу розглянемо можливість використання такого вимірювання при реалізації контролю жирності молока в процесі доїння.

Жирність молока розглядаємо, як оцінку концентрації суспендованих кульок жиру в молоці, які знаходяться в зваженому стані. Розміри таких кульок становлять (10 - 50) *мкм* і їх густина, а відповідно і акустичний імпеданс, відрізняються від оточуючої рідини – молока.

Частота ультразвукових коливань повинна бути достатньо високою виходячи з умови максимальної чутливості до параметру контролю. При вимірюванні рівня жирності молока достатню чутливість до концентрації вкраплень жиру отримаємо при виборі частоти коливань на рівні 1 *МГц*.

Для виключення впливу реверберацій ультразвуку на результат вимірювання тривалість радіоімпульсу збудженого коливання обмежується часом затримки луносигналу відбитого від приймача коливань. При виборі довжини відстані між збудником і приймачем коливань рівної 50 *мм* та враховуючи приблизне значення швидкості ультразвуку у молоці  $C = 1,5 \cdot 10^6$  *мм/с* тривалість такого радіоімпульсу може дорівнювати 40 *мкс*, що для вибраної частоти, наприклад – 1 *МГц*, становить 50 періодів коливань. Враховуючи достатньо низьку добротність еквівалентного резонансного контуру п'єзоелектричного перетворювача, на який впливає приєднана маса у вигляді поглинача коливань у зворотному напрямі та маса досліджуваного середовища, перехідні процеси встановлення коливань радіоімпульсу закінчуються достатньо швидко (в межах тривалості 10-ти періодів), що практично не заважає можливості вимірювання фазового зсуву. Збудження такого п'єзоелектричного перетворювача виконується в режимі нав'язаних коливань подачею на його обкладинки радіо-імпульсного сигналу.

Точність встановлення відстані *B* (рис. 4.43) безпосередньо впливає на точність визначення ультразвукової швидкості. При виборі для даного прикладу *B*=5 *мм* можемо розраховувати на точність її встановлення на рівні  $\pm 1$  *мкм*, що відповідатиме похибці визначення тривалості затримки та ультразвукової швидкості  $\pm 0,02\%$ . При цьому збудник коливань (п'єзоелектричний перетворювач *I*) повинен мати кут  $\theta$  розкриття основної пелюстки діаграми направленості на рівні  $10^\circ$ . Діаметр такого перетворювача *d* можемо визначити відповідно [14], як:

$$d = 2 \frac{0,35\lambda}{\sin 10^\circ} \approx 4\lambda, \quad (4.91)$$

де  $\lambda$  - довжина хвилі ультразвукових коливань частоти 1 *МГц* в молоці. При  $\lambda=1,5$  *мм* діаметр пластини п'єзоелектричного перетворювача має бути рівним 6 *мм*.

Для обрахунку значення швидкості ультразвукових коливань згідно (4-82) необхідно визначити їх часові затримки:  $\tau_1$  на довжині шляху розповсюдження  $L_1 = ab$  та  $\tau_2$  - на шляху  $L_2 = ad$  (Рис.4-39), для чого

потрібно виконати вимірювання фазових зсувів високочастотного заповнення радіоімпульсів.

Вимірювання фазового зсуву сигналу радіоімпульсу  $u_{PI}(t) = U_{PI} \cos(\omega t + \psi)$ ,  $\tau_{затр.} \leq t \leq \tau_{затр.} + \tau_{PI}$  (тут  $\tau_{затр.}$  - час затримки радіо імпульсного сигналу при його проходженні відстані між збудником і приймачем коливач) відносно безперервного сигналу задаючого генератору  $u_G(t) = U_G \cos \omega t$ , як сигналу з опорною (нульовою) початковою фазою, можемо виконати двома способами. Один з них передбачає фазове детектування на основі використання схеми так званого оптимального прийому на основі двох фазових детекторів з підключенням на їх другі входи сигналів генератору з квадратурним фазовим зсувом. Значенню вимірюваного фазового зсуву відповідатиме значення функції  $arctg$  відношення вихідних напруг цих фазових детекторів:

$$\psi = arctg \left[ \frac{(1/T) \int_0^T U_{PI} \cos(\omega t + \psi) \cdot U_G \sin \omega t \cdot dt}{(1/T) \int_0^T U_{PI} \cos(\omega t + \psi) \cdot U_G \cos \omega t \cdot dt} \right]$$

Певним недоліком такого вирішення схеми вимірювання є низька точність за рахунок похибок збільшеного числа вимірювальних перетворень, таких як перемноження аналогових сигналів в фазових детекторах, вимірювання їх вихідних напруг шляхом кодування з допомогою АЦП, визначення значень фазових зсувів шляхом використання функції  $arctg$  від результату ділення отриманих кодованих значень напруг детекторів. Тому перевагу віддаємо другому способу, який передбачає можливість опосередкованого визначення фазових зсувів шляхом вимірювання часової затримки сигналів.

Такий альтернативний спосіб передбачає періодичне повторення збудження радіоімпульсних коливачів і використання стробоскопічного перетворення частоти несучого коливача радіоімпульсів для переносу значення фазового зсуву цих коливачів на фіксовану низьку частоту безперервних коливачів. Період повторення радіоімпульсів повинен бути достатнім для затухання ревербераційних акустичних сигналів в середовищі розповсюдження коливачів.

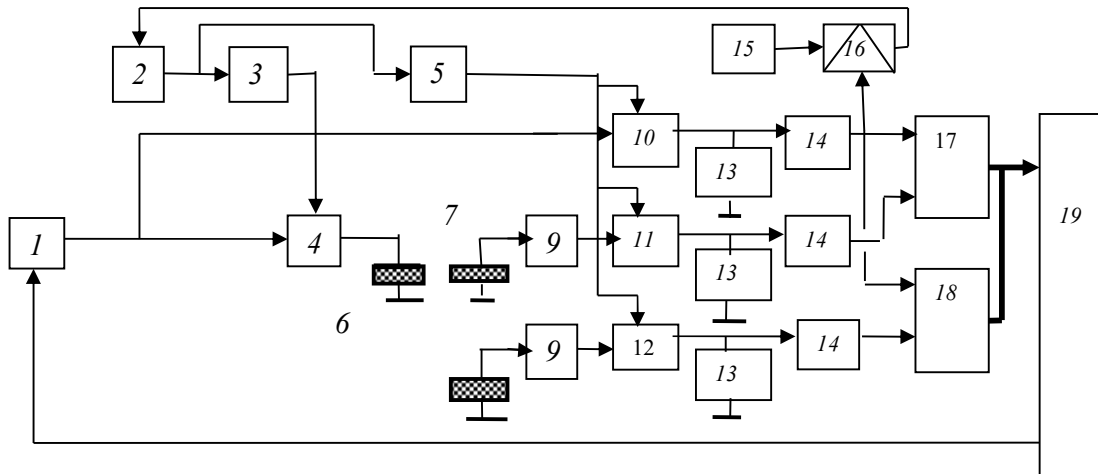


Рис. 4.45. Функціональна схема системи визначення ультразвукової швидкості на основі стробоскопічного перетворення частоти несучих коливань радіоімпульсів.

Виконав акустичне заглушення стінок кювети, в якій має виконуватися подібне вимірювання, період повторення прозвучування контрольованого середовища  $T$  можемо встановити рівним  $T \approx 3\tau_1$ , що для вибраної відстані між збудником і приймачем коливань не перевищить 100 мкс. Таким чином значення частоти повторення радіо імпульсного сигналу на вході збудника коливань 5 може становити 10 кГц.

Частота стробування вихідних сигналів приймачів 7 і 8 може бути також рівною 10 кГц, в той час коли частота вихідних напруг стробоскопічного перетворювача повинна бути значно нижчою за частоту стробування, наприклад – 1 кГц.

В наведеній на рис. 4.45 спрощеній функціональній схемі системи високочастотний безперервний сигнал вибраної частоти 1 МГц генератора 1 перетворюється в послідовність періодичних радіоімпульсів з допомогою ключа 4, який відкривається на час рівний 50 мкс періодичними імпульсами частоти приблизно 10 кГц з виходу одновібратора 3 керованого сигналами імпульсного генератора 2 – генератора сигналів частоти стробування системи перетворення частоти. Відтворені таким чином радіоімпульсі сигнали подаються на обкладинки п'єзоелектричного перетворювача 6 – збудника коливань.

Вихідні сигнали приймачів коливань 7,8 підсилюються підсилювачами 9 і, як і сигнал генератора 1, подаються на входи каналів стробоскопічного перетворювача частоти – електронні ключі 10,11,12.. Вибірки високочастотного сигналу генератору 1 та сигналів несучих коливань радіоімпульсних сигналів на виходах приймачів 6 і 7 запам'ятовуються на час тривалості періодів стробування конденсаторами малої ємності 13 на входах електронних схем з високим значенням вхідного опору - повторювачів 14 з фільтрами нижніх частот на їх



виходах. Результатом таких дій є формування безперервних гармонійних сигналів з фазовими співвідношеннями, які повторюють різниці фаз високочастотних сигналів на виходах приймачів коливань 7 і 8 з сигналом задаючого генератору 1. Вимірювання значень фазових зсувів цих сигналів виконується тригерними цифровими фазометрами 17, 18.

Частота стробування автоматично регулюється для забезпечення сталої частоти вихідних сигналів стробоскопічного перетворювача частоти. Для цього використовується стабільний генератор 15 частоти  $F=1$  кГц та фазовий детектор 16, вихідною напругою якого виконується регулювання частоти імпульсного генератору 2. Співвідношення між частотою  $f=1$  МГц сигналу генератору 1, частоти стробування  $f_{стр.}$  генератору 2 та частотою вихідних сигналів перетворювача частоти  $F=1$  кГц визначається рівнянням:  $f_{под.}=(f-F)/k$ , де  $k$  – ціле число. При даних значеннях частот  $f$  і  $F$  та  $k=100$  частота сигналу генератору 2 – частота стробування, становитиме 9,99 кГц.

При точності системи вимірювання ультразвукової швидкості на рівні 0,01% роздільна здатність визначення концентрації розчинених у рідині речовин та дисперсних суспензій відповідає сотим долям проценту.

### **Прецизійне вимірювання швидкості хвилі Релея, як метод контролю втоми матеріалів**

Під втомою матеріалу конструкції розуміємо деградацію внутрішньої структури матеріалу (появу розривів міжкристалічних зв'язків), що утворюються внаслідок знакозмінного навантаження матеріалу на рівні близькому до критичного. Ріст густини таких мікротріщин обов'язково приводить до їх об'єднання у вигляді тріщин, які за рахунок знакозмінних навантажень швидко ростуть і руйнують конструкцію. Свій вклад у стан втоми конструкційних матеріалів вносить також внутрішньо кристалічна корозія, деформації температурного походження та інші чинники.

Методи неруйнівного контролю та дефектоскопи, що реалізують ці методи, направлені виключно на виявлення наслідків втоми матеріалів конструкцій у вигляді дефектів внутрішньої структури матеріалу, які під впливом знакозмінних механічних навантажень на контрольований матеріал приводять до появи тріщин на поверхні матеріалу. Процес розвитку втоми матеріалів можемо лише спостерігати з допомогою засобів контролю акустичної емісії матеріалу. Аналіз сигналів акустичної емісії дає представлення про місце і інтенсивність руйнівних процесів, але цього недостатньо для оцінки степені втоми.

В останні роки інтенсивно розвивається магнітний метод контролю втоми за зростанням коерцитивної сили феромагнітних матеріалів. Як показують результати досліджень коерцитивна сила легованих сталей

здатна зростати у декілька раз з появою мікроскопічних руйнувань на рівні кристалічної структури.

Контроль деформації елементів конструкції теж можемо віднести до методів опосередкованого визначення стану матеріалу конструкції. Проте, низька точність перетворювачів деформації і, саме головне – недостатня стабільність їх параметрів в процесі довготривалої експлуатації, не дозволяє створювати вбудовані системи контролю деформації, що могли б встановлюватися на найбільш відповідальних ділянках навантажених конструкцій і забезпечувати контроль деформації в автоматичному режимі. Тензометричні перетворювачі на основі опору мікродроту з константану (основні вимірювачі деформації) мають порівняно невелику точність (1 %), яка зростає з часом за рахунок старіння матеріалу дроту.

До найбільш універсальних методів контролю втоми конструкційних матеріалів незалежно від їх розділу на метали і неметали є метод, що використовує, як параметр контролю, величину спаду швидкості розповсюдження високочастотних ультразвукових коливань. Явище зменшення цієї швидкості пояснюється ростом затримки коливань при їх проходженні зони втоми матеріалу у вигляді лабіринту мікротріщин [16].

Основним недоліком даного методу слід назвати високі вимоги до точності вимірювання ультразвукової швидкості, яка згідно згаданим вище рекомендаціям [14] повинна бути на рівні 0,01%. При цьому потрібно не забувати, що швидкість ультразвукових коливань є результат ділення здоланого коливанням шляху на величину його часової затримки. Тому для одержання високої точності визначення ультразвукової швидкості потрібно ще з більшою точністю визначати і довжину шляху, і часову затримку. Досягнути необхідної точності вимірювання часу затримки ультразвукових коливань та довжини шляху розповсюдження можливо, як показано в даному розділі, шляхом опосередкованого вимірювання часу затримки коливань через визначення кумулятивного фазового зсуву цих коливань [18].

При вирішенні поставленої задачі контролю втоми матеріалів конструкцій достатньо оцінювати відносне зменшення швидкості ультразвуку, а не вимірювати абсолютне значення цієї швидкості. Такий висновок здатний набагато спростити метод та його реалізацію. Достатньо забезпечити незмінність величини шляху розповсюдження коливань Релея не вимірюючи його абсолютного значення. Вимірювання ж відносної зміни часу запізнення коливання зможемо замінити визначенням відносної зміни значення кумулятивного фазового зсуву коливань на незмінному шляху розповсюдження.

На рис.4.42 схематично представлено вимірювальний перетворювач системи контролю втоми конструкційних матеріалів, основною вимогою до яких є лише чистота ділянки поверхні для можливості пропускання поверхневої хвилі. Корпусні деталі перетворювача зроблені такими, щоб не допускати розповсюдження поверхневої хвилі Релея за межі

перетворювача і не створювати ревербераційних завад у разі перевідбиття хвилі за межами перетворювача (резинова муфта, що притискується до поверхні об'єкту контролю гасить коливання).

Збудження поверхневої хвилі виконується шляхом трансформації поперечної хвилі на границі розділу поверхні звукопроводу з оргскла у вигляді призми та поверхні об'єкту контролю розташованих під кутом одна до одної рівним другому критичному куту падіння. База вимірювання утримується деталлю з фарфору (фарфор має низький коефіцієнт лінійного розширення).

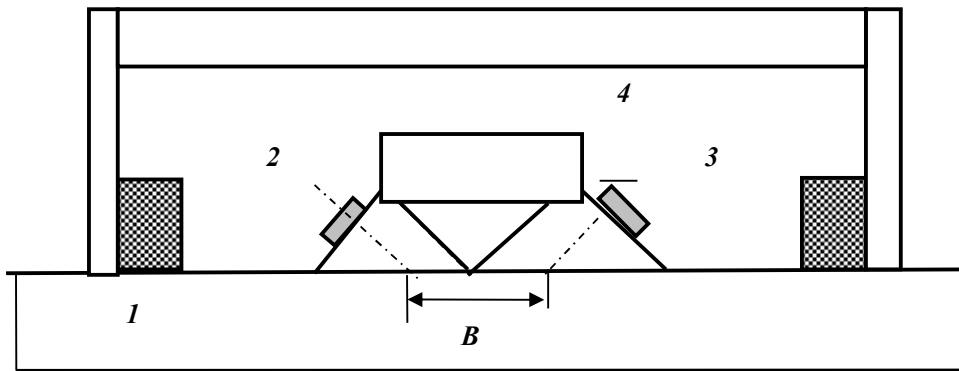


Рис. 4.42. Схематичне зображення ультразвукового вимірювального перетворювача втоми матеріалів елементів конструкцій

1 – об'єкт контролю; 2 – збудник поверхневої хвилі Релея; 3 – приймач поверхневої хвилі; 4 – деталь з фарфору, що формує базу вимірювання;  $B$  – база вимірювання.

Зупинимось на виборі довжини бази вимірювання швидкості поверхневих хвиль та частоти коливань. Відомо, що ефект зниження ультразвукової швидкості внаслідок втоми матеріалу проявляється краще на високих частотах ультразвуку  $f \geq 10$  МГц. При таких частотах і відповідно малому значенню довжини хвилі випромінювання навіть при відносно короткій базі вимірювання фазовий зсув вихідного ультразвукового сигналу стає кумулятивним. Враховуючи, що допустимий поріг зниження швидкості ультразвукових коливань, при якому необхідно фіксувати наявність втоми матеріалу, вибирають в межах  $(1 - 2)\%$ , довжина бази вимірювання  $B$  може становити 10 мм. При цьому падіння швидкості ультразвукових коливань частоти 10 МГц на 1% для сталі з номінальним значенням швидкості розповсюдження ультразвукових коливань рівній 5500 м/с приведе до зміни фазового зсуву коливань на  $65^\circ$ .

При цьому немає необхідності визначати значення кумулятивного фазового зсуву. Достатньо вимірювання значення фазового зсуву  $0 \leq \varphi \leq 360^\circ$  ультразвукового сигналу з точністю  $\Delta\varphi = (1-3)^\circ$ , що не представляє проблем для раніше розглянутих фазовимірювальних перетворювачів.

Для встановлення допустимих граничних рівнів спаду швидкості розповсюдження поверхневої хвилі для діагностування стану втоми елемента конструкції з того чи іншого сортаменту сталі або іншого матеріалу необхідні попередні лабораторні дослідження. Крім того необхідна ідентифікація явища втоми матеріалу на фоні можливих механічних напружень в матеріалі. Ознакою механічних напружень матеріалу є залежність величини зміни швидкості від напрямку розповсюдження коливань, тоді як вплив на вказану швидкість втоми матеріалу в меншій степені залежить від напрямку прозвучування.

На рис.4-43 приведена функціональна схема системи контролю втоми матеріалів за величиною зменшення швидкості розповсюдження високочастотної поверхневої ультразвукової хвилі на довжині фіксованої бази вимірювання. Сигнал генератору високої частоти ( $f > 10$ ) МГц 1 збуджує коливання хвилі Релея в поверхневій зоні об'єкту контролю з допомогою ультразвукового перетворювача 2. Ультразвуковий перетворювач 3 приймає коливання, що пройшли відстань рівну конструктивно заданій базі вимірювання. Фіксовану частоту коливань підбираємо з умови отримання фазового зсуву в межах першої чверті фазового циклу для зручності наступних вимірювань приростів фазового зсуву.

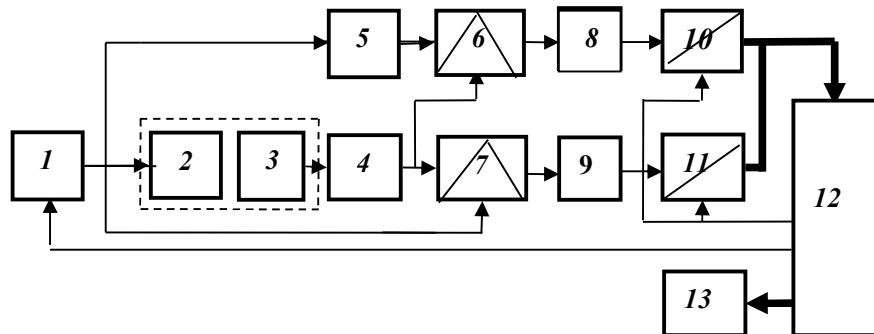


Рис.4-43 Система вимірювання відхилень швидкості розповсюдження ультразвукових коливань (функціональна схема).

1 – генератор; 2 – збудник поверхневих коливань; 3 – приймач коливань;  
4 – підсилювач; 5 – квадратурний фазообертач; 6, 7 – фазові детектори (подвійні балансні модулятори); 8, 9 – фільтри нижніх частот; 10, 11 – АЦП; 12 – мікроконтролер;  
13 – табло.

Вихідний сигнал підсилювача 4 подається на входи фазових детекторів 6, 7. Для фазового детектору 6 сигналом опорної фази служить вихідна напруга генератору фазовий зсув якої зсунутий на  $90^\circ$  фазообертачем 5. Для фазового детектору 7 напруга генератору використовується, як сигнал опорної фази, без додаткового фазового зсуву.

Вихідні постійні напруги фазових детекторів 6 і 7 виділені фільтрами нижніх частот 8 і 9 пропорційні відповідно  $\sin \varphi$  і  $\cos \varphi$  кодуються АЦП 10 і

11 і їх коди роздільно переписуються в різні комірки пам'яті контролера, де програмно визначається цифровий код значення фазового зсуву  $\varphi$  та виконується його порівнювання зі значенням бракувального коду рівня, досягнення якого означає недопустимий рівень втоми матеріалу.

#### 4.12. Ультразвукові системи контролю параметрів руху

Ультразвукове випромінювання, як і електромагнітне випромінювання (НВЧ чи оптичне), може ефективно використовуватися для вимірювання параметрів руху, як джерела випромінювання, так і приймача випромінювання або руху середовища, в якому ультразвук розповсюджується.

Подібні вимірювання можуть використовуватися при необхідності контролювати швидкість переміщення об'єктів та визначати швидкість руху рідких або газоподібних матеріалів в трубопроводах чи оцінювати параметри руху крові судинами.

Розглянемо реалізацію систем визначення швидкості руху потоку рідких чи газоподібних матеріалів при їх транспортуванні трубопроводами. Методи вимірювання швидкості руху подібних матеріалів трубопроводами можемо виконати двома шляхами. Перший з них передбачає вимірювання часу затримки коливань при проходженні ними середовища контрольованого матеріалу під кутом  $0 < \alpha < \pi/2$ , а другий передбачає визначення зміни частоти ультразвукового сигналу при його відбитті від градієнтів густини рухомого матеріалу.

Якщо швидкість руху матеріалу, що транспортується трубопроводом, наприклад води або нафти чи продуктів її переробки, становить  $V$ , тривалість затримки  $\tau$  ультразвукового сигналу розповсюджуваного в середовищі цього матеріалу під кутом  $\alpha$  до осі трубопроводу без врахування впливу його в'язкості на швидкість руху прилеглих до стінок труби шарів становить:

$$\tau = \frac{D}{\cos \alpha (C + V \sin \alpha)}, \quad (4.92)$$

де  $C$  – швидкість розповсюдження ультразвукових коливань в транспортованому матеріалі;  $D$  – внутрішній діаметр трубопроводу.

Звідси швидкість руху матеріалу становить:

$$V = \frac{D - \tau C \cos \alpha}{\tau \sin \alpha \cdot \cos \alpha} \quad (4.93)$$

П'єзоелектричні перетворювачі – збудник і приймач коливань, розташовуються у заповнених рідким матеріалом камерах відокремлених від основного потоку тонкими акустично прозорими мембрами (перегородками) для виключення впливу цих камер на збурення потоку у трубі. Формули (4.94) та (4.95) не враховують розміри камер для розташування збудника і приймача коливань.

Підвищення точності такого вимірювання можемо досягти шляхом представленням тривалості затримки ультразвукового сигналу через значення його кумулятивного фазового зсуву та врахуванням сумарної тривалості  $\Delta\tau$  затримки сигналу в камерах розміщення ультразвукових перетворювачів :

$$V = \frac{Df360^\circ - [(N360^\circ + \varphi^0) - \Delta\tau360^\circ f]C \cos \alpha}{[(N360^\circ + \varphi^0) - \Delta\tau360^\circ f] \sin \alpha \cdot \cos \alpha} \quad (4.94)$$

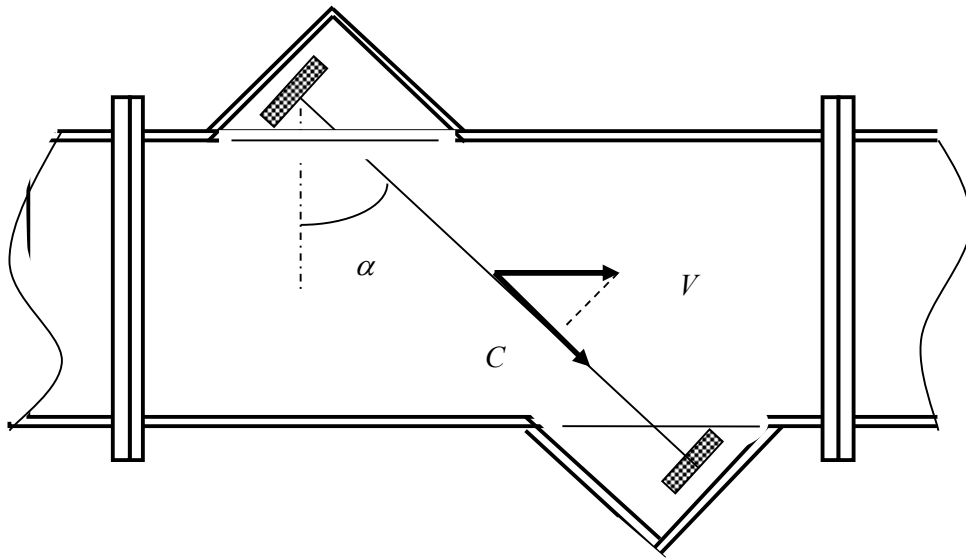


Рис. 4.44 Схема ультразвукового вимірювання швидкості транспортування рідкого продукту в трубопроводі.

де  $\Delta\tau$  - тривалість затримки коливань в камерах для розташування п'єзоелектричних перетворювачів:

$$\Delta\tau = \frac{2l}{C} \quad (4.95)$$

де  $l$  - довжина шляху проходження ультразвуку в межах камери.

Основною перевагою ультразвукових вимірювачів швидкості руху рідких чи газоподібних матеріалів в трубопроводі, які використовуються для визначення його продуктивності  $Q$  за об'ємом транспортованого матеріалу в одиницю часу:

$$Q = \frac{\pi D^2}{4} V, \quad (4.96)$$

є простота реалізації та висока надійність порівняно з механічними вентиляторного типу системами вимірювання.

На рис. 4.45 наведено структурну схему ультразвукової системи вимірювання швидкості транспортування рідкого продукту трубопроводом. Основою побудови даної системи є метод визначення кумулятивного фазового зсуву ультразвукового сигналу розглянутий в розділах 3.2.10 та 4.13 даної роботи.

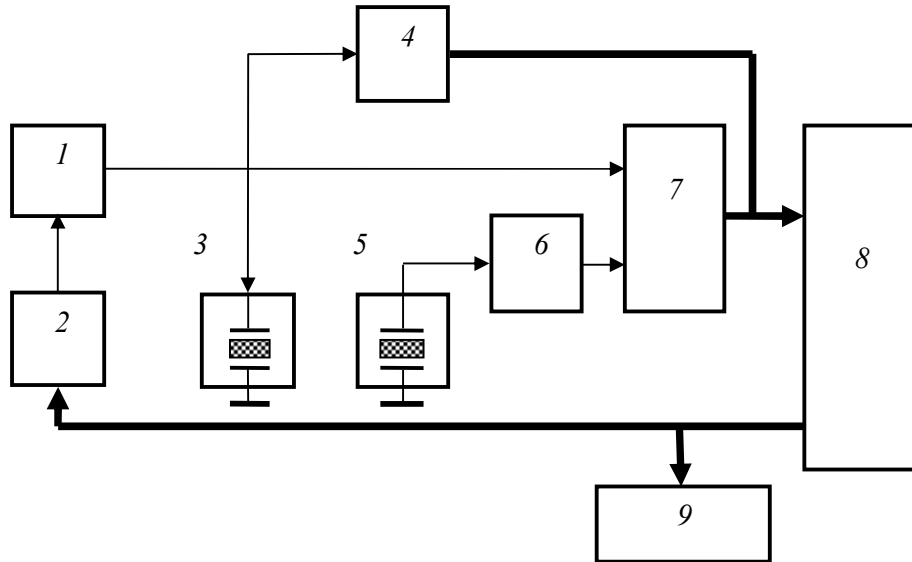


Рис. 4.45. Структурна схема ультразвукової системи вимірювання продуктивності трубопроводу

1- електронний генератор; 2 – цифро-аналоговий перетворювач; 3– п'єзоелектричний збудник коливань; 4 – цифровий частотомір; 5 – приймач ультразвукових коливань; 6 - підсилювач; 7 – цифровий фазометр; 8 – контролер; 9 – табло.

Частота сигналу, який задається генератором 1, може приймати два фіксованих значення:  $f$  і  $f + \Delta f$ , де  $\Delta f \ll f$ . Таке регулювання частоти може бути реалізоване шляхом комутації з метою зміни значення ємності або індуктивності резонансного контуру генератору, або зміною ємності включеного до складу контуру варікапу під дією постійної напруги, яка формується цифро-аналоговим перетворювачем 2 за відповідною кодовою командою контролера 8 (рис. 4.45).

Сигнал генератору 1 частоти  $f$  чи  $f + \Delta f$  встановлюється на тривалість часу достатнього для виконання вимірювання його фазового зсуву при проходженні ним матеріалу, що транспортується трубопроводом. Частота вихідного сигналу генератору 1 вимірюється з високою точністю цифровим частотоміром 4, а цифрові коди результатів вимірювання  $N_f$  та  $N_{(f+\Delta f)}$  переписуються в оперативну пам'ять контролера. Цифровий фазометр 7 виконує вимірювання фазових зсувів

$\varphi, \gamma$  сигналів прийнятих перетворювачем 5 та підсиленних підсилювачем 6 відповідно частоти  $f$  та частоти  $f + \Delta f$ .

Після вимірювання значень фазових зсувів на згаданих вище частотах сигналу генератора програма роботи мікропроцесора у складі контролера має визначити значення цілого числа фазових циклів  $N$  згідно формули (4-81) шляхом підстановки значень частоти і фазових зсувів сигналів, значення тривалості затримки ультразвукового сигналу частоти  $f$  згідно (4-92) та обрахувати значення швидкості руху матеріалу в трубопроводі згідно формули (4-94) або (4-95).

Відбиття коливань будь-якої фізичної природи від градієнту густини, що переміщується відносно джерела коливань зі швидкістю  $V$ , або навпаки – переміщується джерело коливань відносно нерухомого відбивача, супроводжується зміною частоти луносигналу. Фізичний ефект, який пояснює таку зміну - ефект Доплера (1842 р.), полягає у складанні швидкості розповсюдження коливань і швидкості руху відбивача коливань.

Ультразвукові коливання можуть також використовуватися для визначення швидкості переміщення джерела випромінювання відносно нерухомих перешкод та швидкості переміщення різноманітних середовищ (твердих тіл, рідинних та газоподібних матеріалів) відносно нерухомого джерела випромінювання коливань.

В сучасній медичній діагностиці широко використовується можливість застосування ефекту Доплера на основі ультразвукових коливань для оцінки інтенсивності кровотоку у судинах організму людини. Подібне вимірювання виконується на достатньо високій частоті коливань ( $f_0 \geq 3 \text{ МГц}$ ), що дозволяє їм частково відбиватися від потоку кров'яних тілець крові у процесі її руху судиною. При цьому частота відбитого сигналу стає залежною від швидкості руху крові. У випадку, коли рух крові в судині направлений під кутом  $\alpha$  до напрямку розповсюдження ультразвукових коливань частота луносигналу  $f$  становить:

$$f = f_0 \frac{C}{C + V \cos \alpha} \quad (4.97)$$

Оцінка кровотоку виконується, як правило, за величиною доплерівської (різницевої) частоти  $\Delta f_d$ :

$$\Delta f_d = f - f_0 = -f_0 \frac{V \cos \alpha}{C + V \cos \alpha} \quad (4.98)$$

Швидкість руху крові не перевищує  $3 \text{ м/с}$ , що набагато менше за швидкість ультразвуку в м'яких тканинах людини –  $1540 \text{ м/с}$ . Тому вираз для визначення швидкості руху крові можемо спростити:



$$V = \frac{C}{f_0 \cos \alpha} \Delta f_d \quad (4.99)$$

Аналогічний метод можемо використати для визначення швидкості транспортування матеріалів трубопроводами. Трубопроводи сьогодні використовуються не тільки для транспорту води, нафтопродуктів та газу. Трубопроводами транспортується бетон, разом з водою транспортується вугілля, та інші нерозчинні матеріали.

Можливість використання доплерівського методу визначення швидкості руху матеріалів з характерною густиною не викликає сумніву. При транспортуванні трубопроводом рідких продуктів відбиття ультразвуку виконується градієнтами густини, що утворюються навіть у ламінарному потоці за рахунок його розділення в напрямі руху внаслідок різного значення швидкості центральної частини відносно периферійних шарів. Таке розділення обов'язково виникає в потоці рідини в трубопроводі за рахунок взаємодії рухомої рідини зі стінками труби. При цьому ця взаємодія залежить від в'язкості рідини та якості внутрішньої поверхні труби.

Іншим чинником, що впливає на коефіцієнт відбиття ультразвуку від рухомої рідини, є турбулентність потоку, яка може бути спеціально відтвореною введенням в конструкції внутрішнього середовища трубопроводу в місці виконання вимірювання швидкості потоку додаткових конструктивних елементів. Стаціонарне збурення потоку приводить до утворення зон відбиття ультразвуку.

## РОЗДІЛ 5. ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ СИСТЕМИ НЕРУЙНІВНОГО КОНТРОЛЮ

### 5.1. Вихрострумові вимірювальні перетворювачі і системи контролю на їх основі

Вихрострумовий метод неруйнівного контролю та системи, що його реалізують знайшли широке застосування у багатьох галузях машинобудування, як методи і засоби неруйнівного контролю елементів конструкцій виготовлених з електропровідного матеріалу - металу. Індукований електромагнітним полем котушки вихрострумового перетворювача (ВСП) (рис. 5.1) вихровий струм в електропровідному матеріалі залежить від його електропровідності та магнітної проникності, від частоти електромагнітного поля котушки перетворювача, її геометричних розмірів.

Основним напрямком застосуванням вихрострумового методу контролю є виявлення і оцінка структурних дефектів металу конструкцій. Враховуючи частоту електромагнітного поля котушки ВСП, яка може вибиратися в межах  $1 \text{ кГц} - 10 \text{ МГц}$  і більше контрольована зона структури матеріалів об'єктів контролю завдяки скін-ефекту знаходиться у вузькому діапазоні товщини металу. За розрахункове значення такої товщини приймається величина глибини проникнення електромагнітного поля котушки ВСП в матеріал контрольованого об'єкту при умові затухання цього поля не більш чим в  $e \approx 2,7$  раз:

$$\delta = (\pi f \sigma \mu_a)^{-\frac{1}{2}} \quad (5.1)$$

де -  $f$  - частота струму у котушці перетворювача, -  $\sigma$  - питома електрична провідність матеріалу об'єкту контролю; -  $\mu_a$  - абсолютна магнітна проникність матеріалу, як добуток магнітної постійної на відносну магнітну проникність матеріалу:  $\mu_a = \mu_o \mu$

Враховуючи мале значення глибини проникнення електромагнітного поля котушки ВСП в матеріал металевого об'єкту контролю основним контрольованим дефектом структури такого матеріалу є поверхнева тріщина, яка до речі являється найбільш небезпечним дефектом матеріалу конструкцій.

Виникнення тріщин в структурі металу конструкцій є результатом концентрації механічних напружень, причиною чого може бути як

порушення технології виконання термічних процесів в процесі виготовлення елементів конструкції, так і процес «втоми» металу при довготривалій експлуатації конструкції за рахунок впливу знакозмінних навантажень.

Утворення тріщин є результатом об'єднання мікророзривів міжкристалічних зв'язків. Присутність розкритої на поверхні металу тріщини свідчить про наявність процесу його руйнування, адже така тріщина практично завжди має обернену вглиб металу клиновидну форму і в вершині цього клину при дії сил навантаження на контрольований елемент конструкції здатні виникати значні механічні напруження, які й приводять до подальшого росту тріщини.

Проте, структурні зміни у контрольованому матеріалі у вигляді тріщини не є єдиним параметром контролю вихрострумowego методу. Даний метод ефективно використовується також для контролю якості закалювання металу вимірюючи електричну провідність, контролю лінійних величин, вплив яких на вихідний сигнал ВСП пов'язаний зі товщини електропровідного матеріалу або зміною відстані між котушкою перетворювача і поверхнею такого матеріалу. Це може бути товщина ізоляційного покриття на поверхні металу, наприклад – товщина фарби, або товщина металевого листа. Відомі використання вихрострумowego вимірювального перетворення для вимірювання частоти і амплітуди вібрації, в якому використовується залежність вихідного сигналу ВСП від величини повітряного проміжку між котушкою і поверхнею електропровідного середовища.

Від форми поверхні об'єкту контролю залежить конструкція вихрострумowego перетворювача. Для об'єктів зі значною площею поверхні використовуються накладні перетворювачі у вигляді плоскої котушки, а для тонких циліндричних поверхонь об'єктів використовують внутрішні і зовнішні прохідні перетворювачі у вигляді циліндричних котушок. Внутрішній прохідний перетворювач дозволяє визначати дефекти внутрішньої поверхні трубчатих елементів конструкцій, а зовнішній прохідний перетворювач використовується для контролю циліндричних елементів конструкцій та навіть дротів.

Принцип дії і технічні можливості накладних і прохідних перетворювачів нічим не відрізняються. Накладні перетворювачі є більш універсальними, з їх допомогою можуть виконуватися дослідження практично любых за формою елементів конструкцій з металу.

Розглянемо принцип дії вихрострумowego перетворювача у вигляді плоскої котушки зі струмом фіксованої частоти  $f$  розташованої над плоскою поверхнею електропровідного немагнітного об'єкту контролю. В учбових посібниках [29] подібні перетворювачі представляються, як правило у вигляді трансформаторної схеми з двох котушок – котушки збудження електромагнітного поля і так званої вимірювальної котушки, доцільність використання якої пояснюють перевагою відсутності гальванічного зв'язку між входом і виходом перетворювача. Проте з нашої

точки зору наявності двох котушок тільки ускладнює конструкцію перетворювача, а тісний індуктивний зв'язок між котушкою збудження електромагнітного поля і вимірювальною котушкою нівелює перевагу гальванічної розв'язки.

При наближенні до поверхні електропровідного матеріалу котушки зі змінним струмом її електромагнітне індукує в середовищі цього матеріалу вихрові струми, напрям розповсюдження яких є паралельним поверхні. В першому наближенні траєкторія вихрових струмів повторює форму витків котушки перетворювача. Вихрові струми збуджуються в межах глибини проникнення електромагнітного поля котушки перетворювача в електропровідний матеріал об'єкту контролю, яка розраховується згідно (5.1).

Індуктивний зв'язок віртуальних витків вихрових струмів з витками котушки перетворювача приводить до зміни її активного і індуктивного опорів за рахунок внесених індуктивного  $L'_{\text{вн.}}$  і активного  $r'_{\text{вн.}}$  опорів. Вихідним інформативним сигналом ВСП є реакція перетворювача на зміну вихрового струму, тобто зміну складових внесених опорів. Все це добре пояснює векторна діаграма напруг на елементах схеми ВСП встановленого, наприклад - на поверхні діамантного матеріалу.

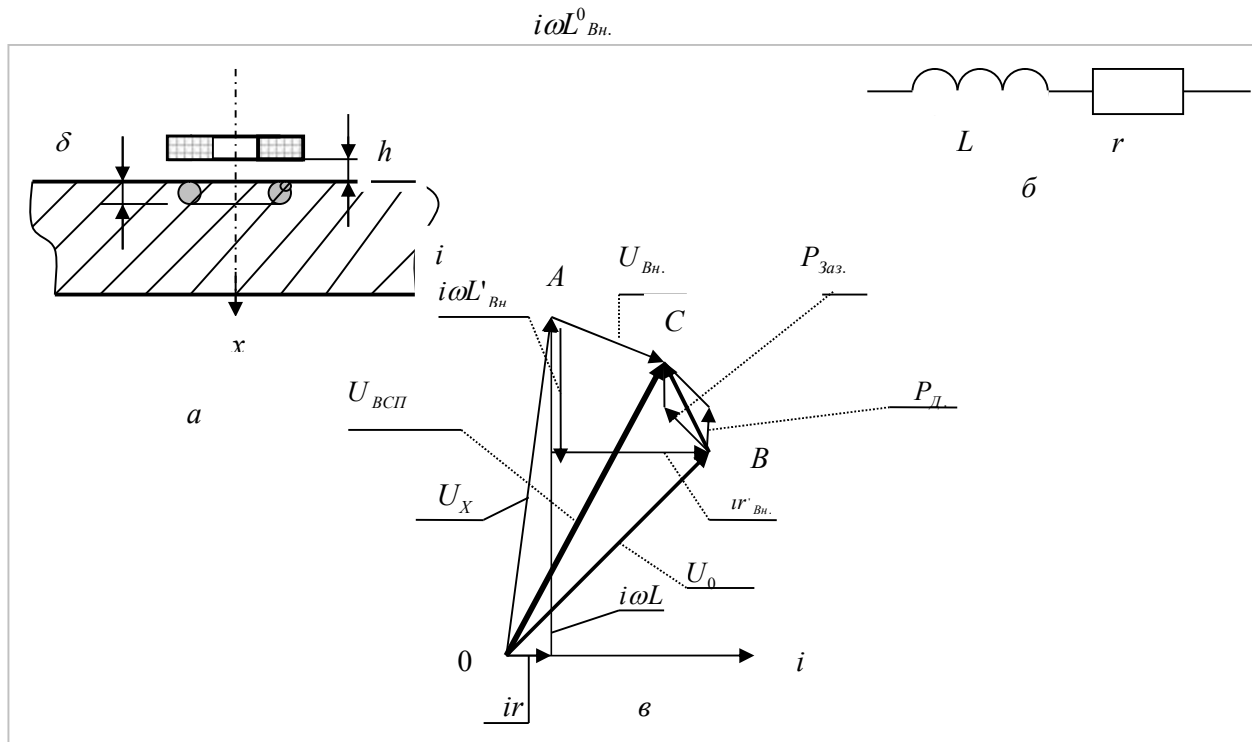


Рис. 5.1. Вихрострумний перетворювач.

*a* – до пояснення принципу утворення вихрових струмів;  
*б* – еквівалентна схема ВСП; *в* – векторна діаграма напруг ВСП.

При відсутності взаємодії електромагнітного поля котушки перетворювача з електропровідним матеріалом напруга на котушці перетворювача  $U_x$  представляється геометричною сумою падіння напруг

на активному -  $ir$  та індуктивному -  $i\omega L$  опорах цієї котушки. При розміщенні котушки ВСП на поверхні електропровідного матеріалу об'єкту контролю має місце зменшення реактивної складової напруги за рахунок зменшення індуктивного опору котушки на величину внесеного індуктивного опору -  $i\omega(L - L'_{\text{вн.}})$  та збільшення активної складової напруги за рахунок зростання активного опору -  $i(r + r'_{\text{вн.}})$ . При цьому вектор внесеної напруги представляється вектором  $AB$  (на рис. 5.1 не показаний), а вектор напруги на котушці перетворювача відповідає вектору  $OB$ .

Якщо між котушкою перетворювача і поверхнею об'єкту контролю існує зазор (відстань  $h$ ) внесені індуктивна і активна складові опорів зменшуються. В векторній діаграмі напруг еквівалентної схеми перетворювача ці зміни представлені вектором напруги  $P_{\text{заз.}}$  - вектором впливу зазору. Напрямок вектору впливу зазору між котушкою перетворювача і поверхнею об'єкту контролю практично збігається з напрямком від точки  $B$  до  $A$  згідно векторній діаграмі напруг.

Наявність дефекту (розкритої на поверхні матеріалу тріщини) теж зменшує інтенсивність вихрових струмів. Проте вплив дефекту, який представлений у векторній діаграмі вектором впливу  $P_d$ , більше діє на зменшення внесеного індуктивного опору вихрових струмів і практично не зменшує активну складову внесеного опору (рис. 5.1, в). Вплив дефекту і зазору приводять до однакового знаку зміни напруги на котушці вихрострумового перетворювача, що може заважати правильній ідентифікації дефекту.

Не дивлячись на конструктивну простоту вихрострумового вимірювального перетворювача аналітичний розрахунок його параметрів та величини напруги на котушці з урахуванням впливу параметрів електропровідного середовища об'єкту контролю представляє собою достатньо складну задачу. Адже визначення вихідного сигналу такого вимірювального перетворювача вимагає використання такого трудомісткого методу аналізу, як метод розрахунку вектор-потенціалу електромагнітного поля котушки зі струмом заданої частоти з урахуванням цілого ряду параметрів, які впливають на значення цього вектор-потенціалу. Це і зазор між котушкою і поверхнею об'єкту, і електрична провідність і магнітна проникність матеріалу об'єкту, і частота струму у котушці, і товщина досліджуваного об'єкту. Подібний теоретичний розрахунок може виконуватися лише при певних спрощеннях: представлення котушки перетворювача у вигляді одного витка, відсутності градієнтів електропровідності та магнітної проникності матеріалу в зоні існування вихрових струмів, фіксованого зазору між електропровідним матеріалом і витком імпровізованої котушки перетворювача.

Наведений в [28, 29] приклад використання рівнянь Максвелла для визначення внесених в виток з струмом, що змінюється за гармонійним законом, активного і індуктивного опорів за рахунок індуктованих

електромагнітним полем цього витка вихрових струмів в середовищі електропровідного плоского об'єкту зводиться до вирішення неоднорідного рівняння для векторного потенціалу в комплексній формі  $\dot{A}$  - рівняння Гельмгольца, яке має вигляд:

$$\nabla^2 \dot{A} + k^2 \dot{A} = -\mu_a J_{CT} \quad (5.2)$$

де  $k^2 = -j\omega\sigma\mu_a$ ;  $J_{CT}$  - густина струму в витці.

Враховуючи осьову симетрію електромагнітного поля витка, як імпровізованої котушки накладного вихрострумowego перетворювача, використовуючи циліндричну систему координат зі змінними  $r, \varphi, x$  та нехтуючи значенням діаметру дроту витка вираз рівняння (5.2) записують у наступному вигляді:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial \dot{A}}{\partial r} \right) + \frac{\partial^2 \dot{A}}{\partial x^2} + \left( k^2 - \frac{1}{r^2} \right) \dot{A} = -\mu_a J_{CT} \quad (5.3)$$

Вирішення такого рівняння методом інтегрального перетворення Фур'є-Бесселя виконують вводючи граничні умови для вихрових струмів - розділяють електропровідне середовище у напрямку перпендикуляру до його поверхні на окремі шари та визначають сумарне значення вектор-потенціалу електромагнітного поля розраховуючи його значення для кожного з виділених таким чином шарів в межах глибини проникнення електромагнітного поля.

Результат такого досить складного аналізу відображений у вигляді годографів (геометричного місця розташування кінця вектора відносної внесеної напруги), зображення яких наводиться в учбових посібниках з вихрострумowego методу неруйнівного контролю [29]. Годографи внесеної напруги враховують, як залежність величин складових внесеної напруги від фізичних параметрів електропровідного матеріалу (товщини матеріалу, якщо вона менша за глибину проникнення електромагнітного поля, питомої електропровідності, магнітної проникності), частоти збуджуваного електромагнітного поля та величини зазору між витком зі струмом і поверхнею контрольованого матеріалу. Кожен з годографів проградуєований у значенні так званого узагальненого параметру  $\beta$ , значення якого визначається наступною формулою:

$$\beta = R\sqrt{\omega\sigma\mu_a}, \quad (5.4)$$

де  $R$  – радіус витка зі струмом.

Складність виконання розрахунків значень внесених вихровим струмом активної і реактивної (індуктивної) напруги навіть для одновиткової котушки індуктивності привели до виникнення ряду публікацій з ідеями методик наближеного їх розрахунку. Так в роботі [30] пропонується наступна формула для розрахунку внесеної напруги вихровими струмами в діамагнітному об'єкті контролю, але теж для одновиткового вихрострумowego перетворювача:

$$\dot{U}_{\text{Вн.}} = \dot{U}_0 e^{-2\lambda h} \varphi(\beta_1) \quad (5.5)$$

де  $\beta_1 = (D_B + 1,5h)\sqrt{\omega\sigma\mu_0}$  - узагальнений параметр з урахуванням фактичного діаметра зони вихрових струмів;

-  $\lambda$  - параметр перетворювача, який для круглого витка визначається, як

$$\lambda = \frac{3}{D_0} \quad (5.6)$$

де  $D_0 = (D_B + 1,5h)$  - еквівалентний діаметр витка вихрового струму.

Значення функції  $\varphi(\beta_1)$ , яка враховує вплив на комплексне значення опору внесеного за рахунок взаємно індуктивного зв'язку витка перетворювача з віртуальними витками вихрових струмів, пропонується визначати за таблицею 5.1 [28] значень зазначеної функції для різних співвідношень  $\alpha$  (відношення величини зазору  $h$  до радіуса витка  $\alpha = h/R$ ).

Таблиця 5.1.

Значення функції  $\varphi(\beta_1)$ , яка враховує вплив на комплексне значення опору внесеного за рахунок взаємно індуктивного зв'язку витка перетворювача з віртуальними витками вихрових струмів

$\alpha \backslash \beta_1$	0,01	0,03	0,08	0,1	0,3
0,8	0,03153	0,03061	0,02846	0,02767	0,02123
1,0	0,04401	0,04269	0,03952	0,03835	0,02899
2,0	-	0,09570	0,08702	0,08388	0,05951
3,0	0,1308	0,1248	0,1117	0,1070	0,07243
8,0	0,1596	0,1464	0,1209	0,1129	0,06401
10	0,1604	0,1448	0,1161	0,1074	0,05768

Реальна котушка вихрострумового перетворювача є багатовитковою. Для розрахунку внесених вихровими струмами складових напруги для такої котушки ні годограф (рис. 5.1), ні наведені формули спрощеного розрахунку не підходять. Хіба що виконати розрахунок внесених напруг для кожного з витків котушки з врахуванням їх радіусів і відстані осі дроту кожного з витків до поверхні об'єкту, а отримані значення скласти окремо для активної і індуктивної складових цієї напруги. Зрозуміло, що навіть при кількості витків котушки (15 - 20) подібний розрахунок стане непродуктивним. До того ж такий розрахунок передбачає представлення витків строго паралельними поверхні об'єкту контролю, що не відповідає реальній геометрії кожного з них.

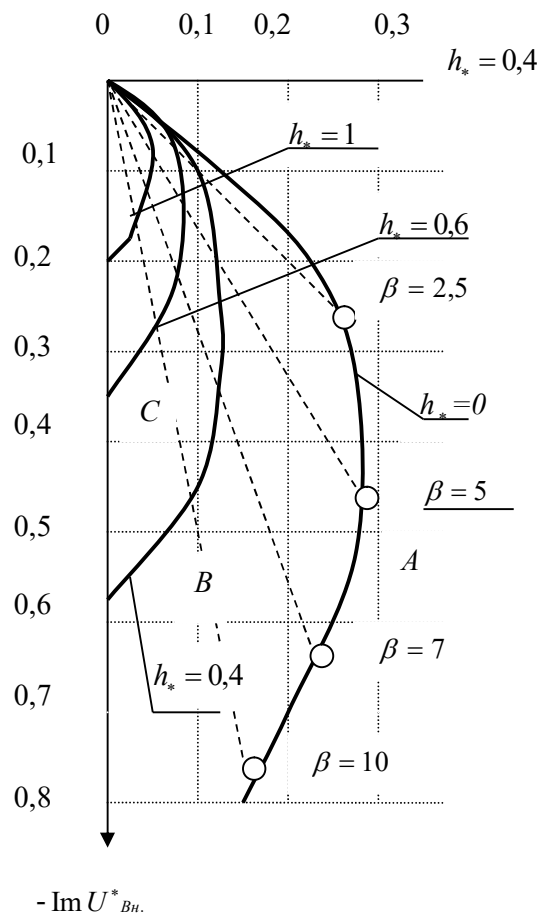


Рис. 5.2. Вид годографу внесеної напруги вихрострумowego перетворювача для контрольованого матеріалу, товщина якого перевищує глибину проникнення електромагнітного поля

#### Визначення величини напруги вихрострумowego перетворювача.

Для отримання орієнтовних значень напруги на котушці ВСП необхідно задавшись частотою і величиною струму в ній виконати розрахунок комплексного опору цієї котушки та визначити значення активної та реактивної (індуктивної) напруг внесених до цієї котушки за рахунок взаємного індуктивного зв'язку її витків з уявними витками вихрових струмів, які відтворені в контрольованому матеріалі завдяки дії електромагнітного поля котушки.

Активний опір витків котушки та її індуктивність визначаємо виходячи з вибору числа витків, діаметру мідного дроту та вибраних геометричних розмірів. Для визначення внесених вихровими струмами значень напруг можемо використати годограф таких напруг представлений в учбових посібниках з вихрострумowego методу неруйнівного контролю [29].

Частоту струму в котушці ВСП, як і саму її конструкцію – розмір, число витків та діаметр дроту, вибираємо виходячи з необхідної роздільної



здатності вихрострумового контролю. Так для виявлення дефектів з міліметровими розмірами, наприклад - тріщини довжиною 1 мм, діаметр котушки перетворювача необхідно вибирати таким, щоб геометричні розміри зони утворення вихрових струмів в контрольованому матеріалі ненабагато перевищували розміри дефектів. Наприклад, діаметр котушки ВСП може становити (2 – 3) мм.

Використання малої за розмірами котушки ВСП, а відповідно низького значення її індуктивності, вимагає для можливості збільшення її опору використання височастотного струму збудження електромагнітного поля котушки перетворювача, наприклад частотою (1 - 2) МГц.

Індуктивність котушки ВСП враховуючи вибрані нами геометричні розміри та параметри дроту можемо визначити згідно наступної формули:

$$L = \frac{W^2}{R_M}, \quad (5.7)$$

де  $W$  – число витків котушки,

$R_M$  - значення магнітного опору потоку розсіювання котушки встановленої на поверхні матеріалу об'єкту контролю (Рис.5-3). Якщо матеріал такого об'єкту є діамагнітним значення магнітного опору становить:

$$R_M = \frac{l}{\mu_0 S}$$

Відповідно до рис. 5.3 значення довжини магнітних ліній потоку котушки дорівнює  $l = D_K + 2(b + h_s + \delta)$ .

Електричний опір дроту котушки ВСП можемо визначити за опором середнього витка котушки помноживши значення такого опору на число витків:

$$R = \frac{2\rho(D_K - d_0)}{\pi d_{op.}^2} W, \quad (5.8)$$

де  $d_{op.}$  - діаметр дроту;  $\rho$  - питомий опір дроту.

При цьому комплексний опір котушки ВСП при відсутності взаємодії його електромагнітного поля з електропровідним середовищем становить:

$$\dot{Z} = R + j\omega L = \frac{2\rho(D_K - d_0)}{\pi d_{op.}^2} + j\pi f \frac{W^2 \mu_0 \pi d_0^2}{4l} \quad (5.9)$$

Величину струму ВСП вибираємо з умови мінімального розсіювання енергії на опорі котушки. При виборі діаметру мідного дроту котушки діаметром 0,1 мм амплітуда величини струму може становити  $I_m = 10$  мА.

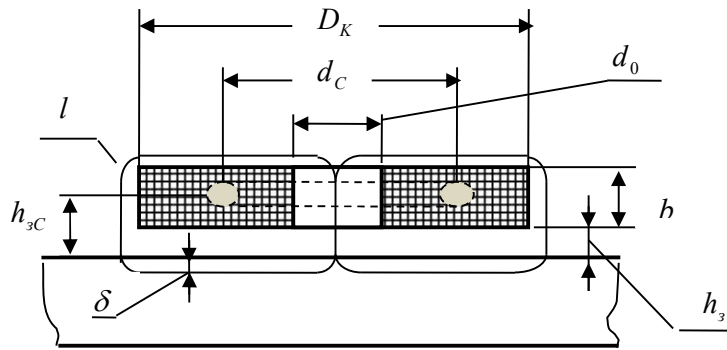


Рис. 5.3. До розрахунку величини напруги ВСП шляхом визначення величини внесених активної і індуктивної напруг до виділеного середнього витка котушки

Величина напруги на максимально сплюсненій циліндричній котушці ВСП розміщеної на поверхні матеріалу об'єкту контролю з відомими значеннями його електропровідності  $\sigma$  та абсолютної магнітної проникності  $\mu_a = \mu_0 \mu$  (для діамagnetного матеріалу  $\mu_a = \mu_0$ ) є векторною сумою напруги на котушці з вектором напруги внесеної за рахунок індуктивного зв'язку витків котушки з віртуальними витками вихрових струмів у середовищі контрольованого матеріалу.

За годографом внесеної напруги (рис. 5.2) можемо визначити значення складових внесеної напруги для середнього витка котушки ВСП. Для цього враховуючи значення радіусу середнього витка котушки  $r_c = 0,25(D_K + d_0)$  визначаємо узагальнений коефіцієнт  $\beta$  для цього витка

$$\beta = 0,25(D_K + d_0) \sqrt{\omega \sigma \mu_a}, \quad (5.10)$$

та враховуємо величину зазору цього витка відносно поверхні матеріалу об'єкту контролю  $h_{3c}$ .

Індуктивна складова внесеної напруги до середнього витка котушки ВСП з урахуванням величини його відстані відносно поверхні контрольованого матеріалу становить згідно годографу  $k$ -ту частину, де  $k \ll 1$ , від напруги прикладеної до цього витка, яка в свою чергу становить

$$U_c = \frac{I_m Z_K}{W}, \quad (5.11)$$

де  $Z_K$  – модуль комплексного опору котушки ВСП.

Аналогічно визначаємо активну частину внесеної напруги до середнього витка котушки ВСП, яка становить  $\eta$ -частину ( $\eta \ll 1$ ) від напруги на цьому витку.

Складові внесених вихровими струмами амплітудних значень напруг до котушки ВСП визначаємо множенням значень активної і індуктивної складової внесеної напруги до середнього витка на число витків котушки:

$$U_{L(ен)} = k I_m Z_K \quad (5.12)$$

$$U_{R(ен)} = \eta I_m Z_K \quad (5.13)$$

Враховуючи зустрічний напрямок вектору напруги  $U_{L(ен)}$  вектору реактивної складової напруги котушки ВСП можемо побудувати графічне зображення векторної діаграми напруг ВСП (Рис.5-1 *b*) з урахуванням отриманих значень складових внесеної напруги. Аналітичний вираз напруги перетворювача при цьому становитиме:

$$U_{ВСП} = I_m [(r_{оп.} + \eta Z_K) + j(\omega L - k Z_K)] \quad (5.14)$$

Результати розрахунків значень напруги на котушці перетворювача описаним вище способом практично співпадають з результатами експериментальних досліджень. Так при діаметрі середнього витка приблизно рівним 3 мм та частоті живлення 1 МГц, амплітуда внесеної напруги при взаємодії електромагнітного поля котушки з електропровідним матеріалом (металом) не перевищує 5% амплітуди напруги ВСП при відсутності такої взаємодії.

Якщо при переміщенні ВСП поверхнею об'єкту контролю незмінними остаються електропровідність контрольованого матеріалу і його магнітні властивості, то при відсутності зазору і незмінній частоті живлення котушки перетворювача напруга на котушці теж не міняється.

Наявність дефекту (розкритої на поверхні матеріалу тріщини) в зоні існування вихрових струмів викликає зменшення внесених напруг, але в більшій степені – індуктивної складової (Рис.5-1 *b*). Це пояснюється тим, що присутність дефекту (тріщини) практично не зменшує інтенсивність вихрового струму, але змінює його розташування і, як наслідок, зменшує поточкозчеплення вихрового струму з витками котушки збудження електромагнітного поля. Зустрічна направленість витків вихрового струму з обох боків тріщини приводить до часткової компенсації їх електромагнітного поля і таким чином зменшення індуктивного опору, який вноситься вихровим струмом до котушки ВСП.

Фаза вектору зміни внесеної напруги залежить також від глибини залягання дефекту в межах розрахункової глибини проникнення електромагнітного поля котушки перетворювача в електропровідний матеріал. Чим глибша тріщина, тим більше фазове запізнення сигналу дефекту.

Наявність зазору між котушкою ВСП і поверхнею об'єкту приводить до зменшення електромагнітної взаємодії поля котушки з електропровідним середовищем. При цьому пропорційно зменшується внесений вихровим струмом до котушки ВСП як індуктивний, так і активний опори. Фаза вектору впливу зазору приблизно співпадає з напрямком, що поєднує кінці векторів напруги на котушці перетворювача, які відповідають робочому режиму його роботи та навпаки – неробочому режиму, коли відсутня взаємодія його електромагнітного поля з електропровідним матеріалом об'єкту контролю (рис. 5.2).

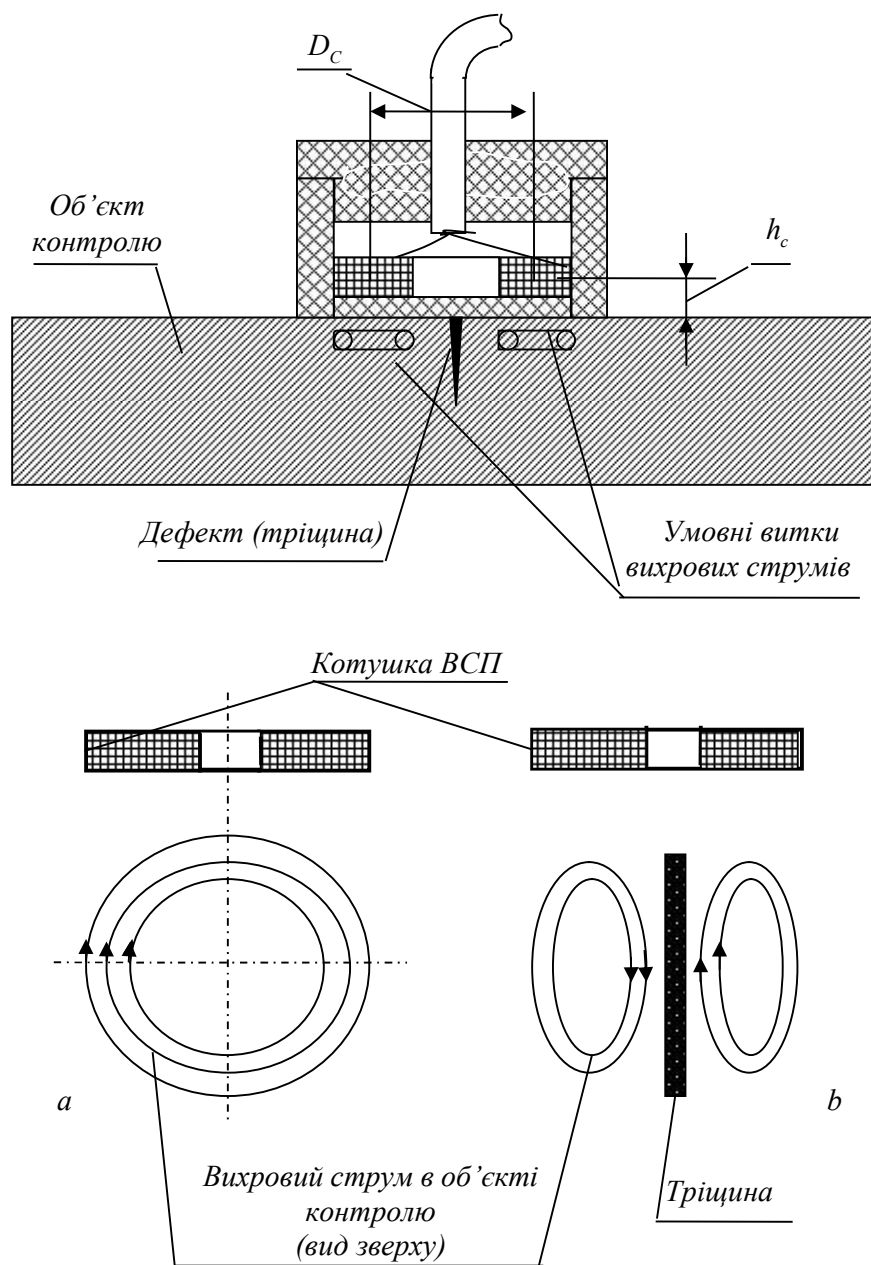


Рис. 5.4. До пояснення причини зменшення індуктивного внесеного опору до ВСП при наявності дефекту (тріщини) в матеріалі об'єкту контролю  
 $a$  – вихровий струм при відсутності дефекту;  $b$  – вихровий струм у присутності дефекту (тріщини).

### Накладний вихрострумовий перетворювач високої роздільної здатності

До параметрів вихрострумового перетворювача, від яких залежить роздільна здатність при контролі дефектів у вигляді розкритих на поверхні металу тріщин, належить перш за все розмір котушки збудження електромагнітного поля і таким чином розмір зони виникнення вихрових

струмів в матеріалі об'єкту контролю. Площа поверхні контрольованого матеріалу, яка зайнята вихровими струмами, повинна мало відрізнятися від еквівалентної площі дефекту.

При контролі тонкостінних матеріалів з титану і сплавів алюмінію в авіаційному виробництві і при експлуатації літаків для виявлення тріщин з довжиною і глибиною в долі міліметра використовують вихрострумові перетворювачі з діаметром котушки приблизно міліметрового розміру. Така мала за розмірами котушка навіть виконана дротом мінімального діаметру має невелике значення індуктивності – на рівні (1 – 2) мкГн. Тому реалізувати вихрострумовий контроль з такою індуктивністю котушки і відповідно невеликим значенням її індуктивного опору можемо лише при використанні відповідно високих значень частоти струму – (1 - 10) МГц.

Необхідно зберігши мінімальні розміри котушки ВСП одночасно максимально збільшити її індуктивність, що відповідно збільшить величину падіння напруги на індуктивному опорі при обмеженому з погляду малого перерізу дроту допустимому значенні величини струму. Для підвищення індуктивності котушки ВСП можемо використати феритові осердя з метою зменшення магнітного опору для електромагнітного потоку розсіювання. Оптимальним рішенням буде використання феритового осердя майже закритого типу (рис. 5.5).

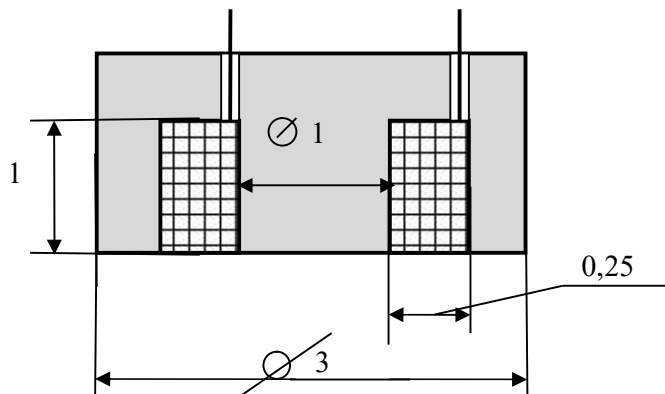


Рис.5.5. Котушка ВСП в циліндричному феритовому сердечнику напівброньового типу.

При практичній реалізації вихрострумового височастотного контролю з використанням котушок малого діаметру виникає проблема орієнтації перетворювача відносно поверхні об'єкту контролю. Для того, щоб результат контролю не залежав від кутового, в широких межах, положення осі ВСП до поверхні об'єкту в феритовому сердечнику броньового типу його центральний сердечник виконують дещо видовженим.

На рис. 5.6 представлені реальні розміри ВСП виконані на експериментально виготовлених феритових осердях з фериту марки 700НМ [31]. Як показують реальні вимірювання видовжене центральне осердя фериту приводить до незалежності внесених вихровими струмами

індуктивного і активного опорів від кута нахилу його вісі в межах кутів до  $\pm 30^\circ$  відносно нормалі до поверхні об'єкту контролю (Рис.5.6 б).

В напівброньовому феритовому осердді представленого розміру можемо помістити котушку перетворювача виконану з мідного дроту марки ПЕВ діаметром 0,1 мм з числом витків  $W$  до 20-30. При діаметрі середнього витка котушки  $d_c$ , електричний опір дроту котушки  $r$  перетворювача з урахуванням його питомого опору  $\rho$  ом/м дорівнює  $r = W\pi d_c \rho$ .

Індуктивність котушки вихрострумового перетворювача в феритовому осердді визначена згідно (5.7) з урахуванням магнітного опору феритового осердя становить:

$$L = \frac{W^2 \mu_0 \mu_\phi S}{l_\phi + \mu_\phi \delta} \quad (5.15)$$

де  $l_\phi$  - довжина магнітного потоку у фериті;  $\delta$  - довжина магнітних ліній потоку розсіювання у матеріалі об'єкту контролю;  $S$  - поперечний переріз магнітного потоку (з урахуванням скін-ефекту приймаємо її значення рівним 0,1 площі перерізу центрального осердя фериту перетворювача);  $\mu_\phi$  - магнітна проникність фериту.

При обчисленні величини магнітного опору фериту необхідно враховувати частотну залежність його магнітної проникності. При робочій частоті вихрострумового контролю в межах (1 - 2) МГц для феритів марок 700НМ або 150ВЧ магнітна проникність  $\mu_\phi$  не перевищує 40 - 50.

Конструкція ВСП (Рис.5-6) виконана для можливості виявлення розкритих на поверхні металу тріщин довжиною починаючи з (0,1 - 0,2) мм та глибиною з 0,1 мм. Ширина розкриття тріщини при цьому навіть не регламентується - може становити навіть одинці мікрометрів.

Наведемо реальні результати дослідження такого вихрострумового перетворювача при його роботі у складі високочастотного (2,5 МГц) вихрострумового дефектоскопу. Індуктивність перетворювача становить 3,8 мкГн. При встановленні перетворювача на поверхню виробу з дюралюмінію марки АІ його індуктивність зменшується за рахунок взаємодії поля котушки з полем вихрових струмів і становить 3,5 мкГн. Проходження перетворювачем дефекту (тріщини довжиною 1 мм і глибиною 0,5 мм) приводить до зростання індуктивності на 0,05 мкГн, тобто на 1,4%. Встановлення вихрострумового перетворювача на поверхню сталюого зразка (Ст.3) приводить до збільшення індуктивності котушки перетворювача до величини 3,92 мкГн. За рахунок імітованої тріщини зазначених вище розмірів індуктивність зростає на 0,12 мкГн, що становить 3%.

Наведені дані свідчать про те, якими невеликими приростами параметрів перетворювача необхідно оперувати, щоб виявляти і класифікувати дефекти. Такого ж рівня зміни індуктивності та опору котушки перетворювача мають місце і внаслідок впливу зазору між

перетворювачем і поверхнею об'єкту контролю або електропровідності матеріалу контролюваного об'єкту.

Використання феритових магнітопроводів здатне підвищити ефективність і прохідних вихрострумових перетворювачів, на рис.5-7 показана конструкція прохідного ВСП для контролю якості дротів, які використовуються в високовольтних лініях передачі електричної енергії на великі відстані. Завдяки феритовому осерддю замкнутої циліндричної форми забезпечується максимальне значення магнітного потоку котушки перетворювача, який взаємодіє з матеріалом об'єкту контролю.

Для виключення механічної руйнації котушки ВСП і фериту за рахунок тертя об поверхню контролюваного матеріалу використовується тонка трубчата мідна або латунна вставка, яка фактично не перешкоджає процесу вихрострумового контролю.

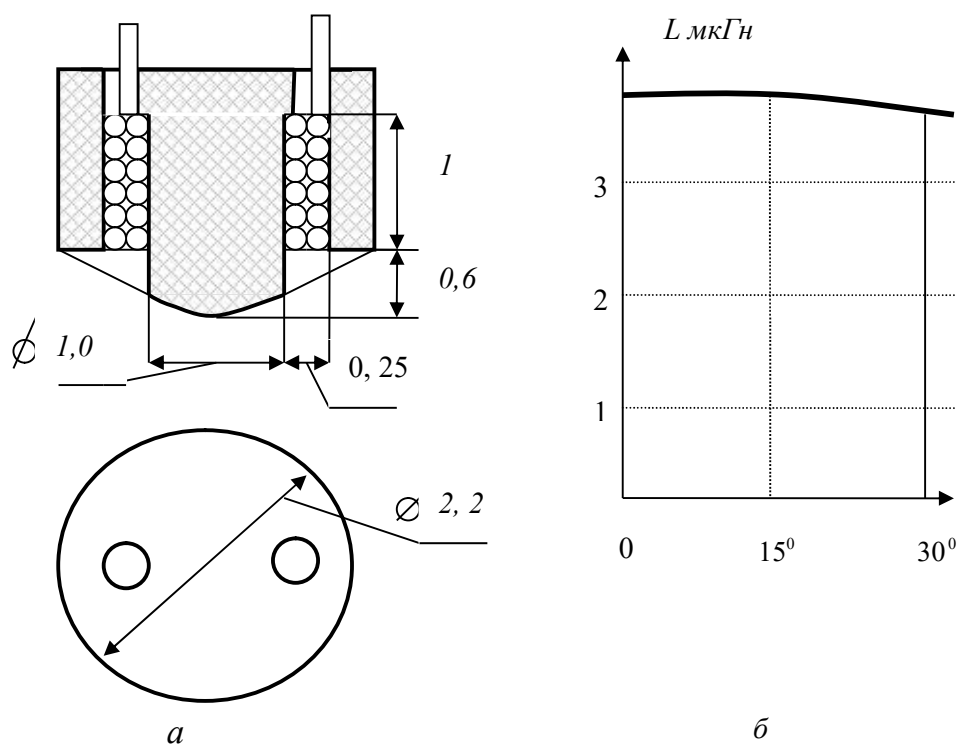


Рис. 5.6. Вихрострумовий перетворювач

*a* – вихрострумовий перетворювач; *б* – залежність індуктивності вихрострумового перетворювача від кута нахилу його осі відносно нормалі до поверхні об'єкту контролю.

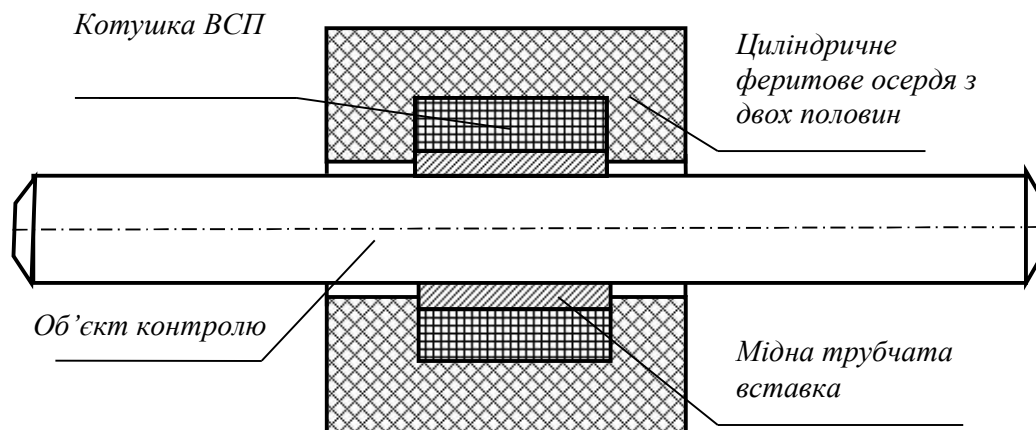


Рис. 5.7. Контроль циліндричних об'єктів прохідним ВСП.

***Вихроструміві перетворювачі з обертовим електромагнітним полем.***

Для контролю дефектів в стінках тонких трубок, наприклад – трубках теплообмінників (бойлерів) ефективно використання отримали вихроструміві перетворювачі з обертовим електромагнітним полем. Циркулярно обертове електромагнітне поле формується в площині перетину двох просторово перпендикулярних когерентних електромагнітних потоків, які мають фазовий зсув між собою рівний  $90^0$  (рис. 5.8).

Вихрострумовий накладний перетворювач на основі використання обертового електромагнітного поля виконаний в двох взаємоперпендикулярних напрямках намотки дві котушки з квадратурними за фазовим зсувом струмами в них. Вихідний сигнал перетворювача формується на витках плоскої вимірювальної котушки, яка розташовується симетрично котушкам збудження електромагнітного поля (Рис. 5-9). В накладних ВСП з обертовим полем вимірювальна котушка розташовується на осі перетворювача зі сторони поверхні об'єкту контролю.

Для підвищення роздільної здатності перетворювача котушки виконують на феритах, наприклад – на двох підковоподібних різної висоти для їх взаємоперпендикулярного розташування. Електромагнітні поля відтворені котушками перетворювача перетинаються в матеріалі об'єкту контролю під кутом  $90^0$ , що забезпечує обертання сумарного вектору магнітного поля котушок. Вихідна напруга вимірювальної плоскої циліндричної котушки індуктивності відмінна від нуля тільки при умові спотворення обертового електромагнітного поля, що можливо при наявності дефекту в зоні формування вихрових струмів.



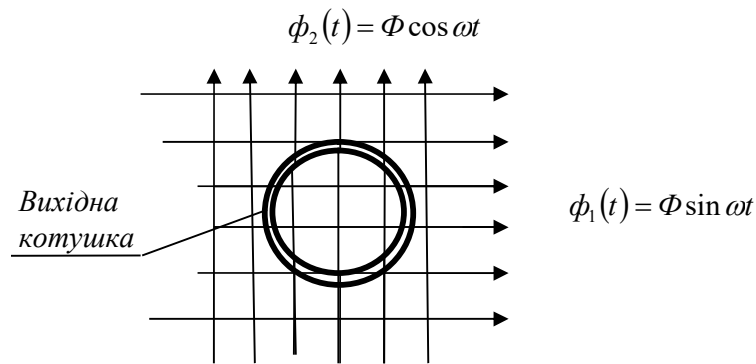


Рис. 5.8. Напрямки магнітних потоків ВСП з обертовим полем.

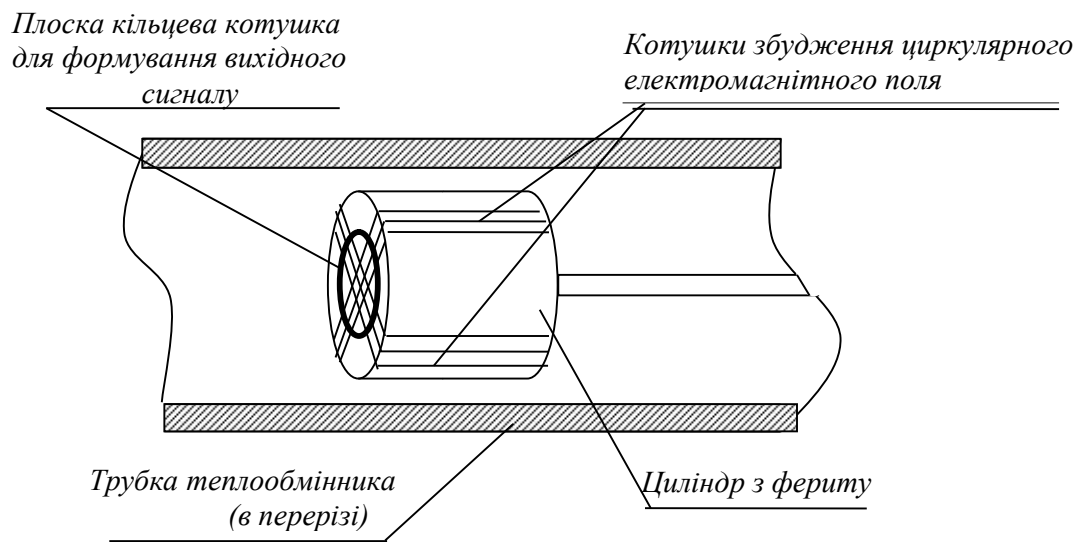


Рис. 5.9. Вихрострумний контроль трубок теплообмінників

Наявність не електропровідного покриття поверхні матеріалу контролю приводить до ослаблення електромагнітної взаємодії ВСП такого типу, але при цьому відсутній окремий вплив зазору на вихідний сигнал. Якщо в полі такої електромагнітної взаємодії відсутній дефект збуджене котушками перетворювача циркулярне електромагнітне поле не спотворене і вихідний сигнал перетворювача дорівнює нулю незалежно від зазору. Залежність від нього може з'явитися при довільному кутовому положенні перетворювача відносно поверхні контролюваного матеріалу.

Для контролю дефектів тонкостінних трубок теплообмінників електричних станцій, бойлерів та інших енергетичних об'єктів ефективно використовуються внутрішні прохідні ВСП з циркулярним електромагнітним полем (рис. 5.8, 5.9). Такий перетворювач протягується всередині кожної з трубок вільного від води теплообмінника в період виконання регламентних ремонтних робіт енергосистеми з метою виявлення тріщин внаслідок «втоми» металу.

### 5.1.2. Система вихрострумowego контролю параметрів матеріалу з розділенням впливу дефекту і зазору

Проблема ідентифікації дефекту при виконанні вихрострумowego контролю накладним перетворювачем виникає в першу чергу за рахунок впливу зазору між ним і поверхнею об'єкту контролю на величину вихідного сигналу.

Враховуючи те, що при незмінних параметрах електропровідності і магнітної проникності матеріалу об'єкту контролю фаза вектору впливу зазору (Рис. 5-10) є стаціонарною для конкретних параметрів ВСП вибраних з умови максимальної фазової відмінності між векторами вплив зазору і дефекту, усунення впливу зазору можемо реалізувати використовуючи фазове детектування вихідного сигналу по відношенню до опорної напруги, фаза якої має бути вибрана квадратурною до напрямку вектора впливу зазору [29].

В результаті такого детектування сигнал, який породжений впливом зазору, дасть нульову вихідну напругу фазового детектору, а детектування сигналу породженого впливом дефекту з фазовим зсувом на  $\varphi^0$  відносно опорного сигналу дасть на виході фазового детектору постійну напругу  $U_{\phi} = kU \cos \varphi^0$ . При такому способі компенсації впливу зазору необхідно так вибирати частоту струму в котушці ВСП і розміри самої котушки, щоб фазовий зсув вектору впливу дефекту максимально відрізнявся від фази вектору впливу зазору. Згідно годографу внесеної напруги (рис. 5.2) узагальнений коефіцієнт  $\beta$  мав би бути в межах до 5 – 7.

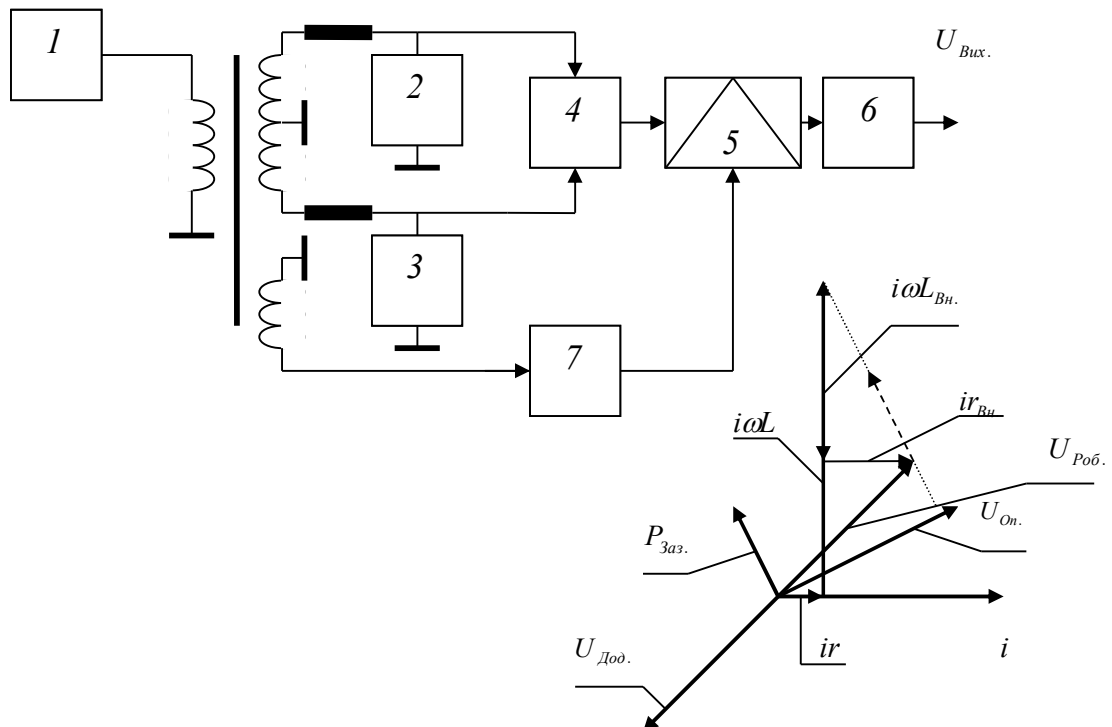


Рис. 5.10 . Схема компенсації впливу зазору на результат контролю дефектів вихрострумових методом

1 – генератор напруги; 2 – робочий ВСП; 3 – додатковий ВСП;  
4 – суматор; 5 – фазовий детектор; 6 – фільтр нижніх частот;  
7 - фазообертач.

Фазова стаціонарність векторів впливу основних параметрів конкретного матеріалу (величини зазору, структурних поверхневих дефектів, електропровідності та параметрів від неї залежних) при умові незмінності частоти струму в котушці ВСП дозволяє вирішити проблему їх роздільного контролю. Покажемо можливість вирішення подібної задачі на прикладі одночасної оцінки величини дефектів і зазору між котушкою ВСП і поверхнею об'єкту контролю. Згаданий зазор може бути спричинений наявністю непровідного покриття на поверхні металу, наприклад – шару фарби, товщина якої може бути також предметом контролю.

Враховуючи невеликий рівень приросту напруги перетворювача за рахунок впливів зазору (товщини фарби) і дефекту та доцільність підсилення таких приростів напруги для досягнення необхідної роздільної здатності результату контролю неінформативна частина напруги цього перетворювача (вектор напруги  $U_0$  на рис. 5.1) повинна бути скомпенсована.

Для реалізації такої компенсації можемо використати раніше розглянуту схему з двома однаковими ВСП, один з яких використовується, як робочий перетворювач для контролю матеріалу об'єкту, а другий – додатковий, використовується лише для формування напруги протифазної і рівної за величиною напрузі першого перетворювача для випадку, коли електромагнітне поле цього робочого перетворювача взаємодіє з бездефектним матеріалом об'єкту контролю. Для цього додатковий вбудований у систему ВСП встановлюється на поверхні зразка матеріалу, ідентичному матеріалу об'єкту, на якому в залежності від задачі, яка вирішується, повністю відсутній зазор, або, навпаки – має місце покриття номінальної товщини.

Відома розробка фірми «Інститут доктора Фьостера» ФРН вихрострумового високочастотного дефектоскопу (робоча частота приблизно  $1\text{ МГц}$ ) з включенням ВСП до складу одного з резонансних контурів двоконтурного генератору (рис. 5.11), який дозволяє вибором частоти генерації розділити знак зміни вихідної напруги генератору для впливу дефекту чи зазору.

При цьому частота генерації повинна бути нижче за резонансну частоту основного резонансного контуру генератору  $L_0C_0$  та вище за резонансну частоту паралельного резонансного контуру  $L_{ВСП}C_2$  з включеною до його складу котушкою індуктивності ВСП. В забезпеченні позитивного зворотного зв'язку в схемі генератору на польовому

транзисторі приймає участь також фазовий зсув напруги вибором параметрів ланцюга  $C_3 R_1$ .

В основі принципу розділення впливів дефекту і зазору лежить раніше описана особливість впливу цих факторів на величину зміни індуктивного і активного опорів внесених вихровими струмами до комплексного опору котушки ВСП. Вплив дефекту приводить до зростання індуктивності котушки ВСП за рахунок зменшення внесеного індуктивного опору, але при цьому практично остається незмінним внесений активний опір, вплив якого на добротність резонансного -  $Q = \sqrt{L_{\Delta NI}} / (r_{\Delta NI} + r_{ai.}) \sqrt{C_2}$  є вищим за індуктивність. У випадку присутності зазору має місце пропорційне зменшення як індуктивного так і активного внесеного опорів, що приводять до збільшення добротності резонансного контуру у порівнянні з аналогічним впливом дефекту.

Робочій частоті генератору відповідає точка на частотній осі, яка відповідає точці перетину частотних характеристик основного контуру генератору в стані відсутності взаємодії електромагнітного поля котушки ВСП з електропровідним матеріалом об'єкту контролю і, навпаки – при такій взаємодії. Це проявляється, як незмінність вихідної напруги генератору при встановленні перетворювача на поверхню об'єкту контролю і навпаки – підняття над поверхнею до повної відсутності електромагнітної взаємодії вихрострумового перетворювача з об'єктом контролю.

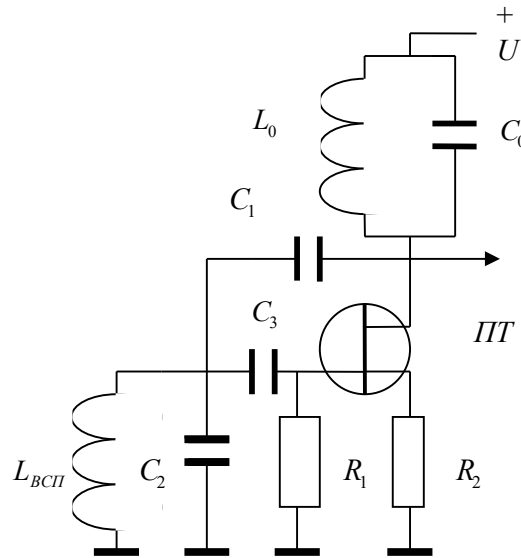


Рис.5.11. Генераторна схема ВСП.

При такій частоті роботи генератору вплив дефекту і зазору за рахунок різного за знаком впливу на добротність контуру приводить до різної за знаком зміни напруги генератору. Недоліком такої генераторної схеми включення ВСП є складність частотного настроювання та можливість нестабільної роботи генератору.

Використовуючи принцип розділення впливів дефекту і зазору схеми дефектоскопу з таким включенням котушки ВСП покажемо можливість подібного вирішення даної проблеми з використанням пасивних чотирьохполіусників шляхом регулювання частоти напруги стороннього генератору [31].

Для максимального спрощення настроювання на необхідне значення робочої частоти стороннього генератору  $I$ , при якій має місце розділення за знаком приросту напруги ВСП за рахунок впливу на неї дефекту (тріщини) або зміни величини прозору між перетворювачем і електропровідною поверхнею об'єкту контролю крім котушки індуктивності згаданого вище ВСП використано таку ж додаткову котушку індуктивності (ДКІ), що не взаємодіє своїм електромагнітним полем з провідним середовищем. При цьому котушка ВСП і додаткова котушка включені до складу приблизно однакових за добротністю паралельних резонансних контурів з підключенням до кожного з них напруги генератору, як показано на рис. 5.12.

На рис. 5.13 наведені амплітудно-частотні характеристики напруг резонансних контурів з ВСП та додатковою котушкою індуктивності. Як і в схемі на рис. 5.11 робочій частоті відповідає значення частоти точки перетину амплітудно-частотних характеристик чотирьохполіусників з резонансним контуром на основі додаткової котушки індуктивності і контуром на основі використання котушки ВСП, електромагнітне поле якої взаємодіє з бездефектним матеріалом. При таких умовах робочій частоті  $\omega_{роб.}$  відповідає нульове значення сумарної напруги включених зустрічно чотирьохполіусників з згаданими вище резонансними контурами при розташуванні ВСП без зазору на бездефектній ділянці поверхні об'єкту контролю.

При вказаному виборі значення робочої частоти системи контролю маємо різні знаки приросту напруг на ВСП відповідно до змін характеристики його резонансного контуру в присутності приблизно однакових впливів дефекту -  $U(\omega)_o$  і зазору -  $U(\omega)_{проз.}$ .

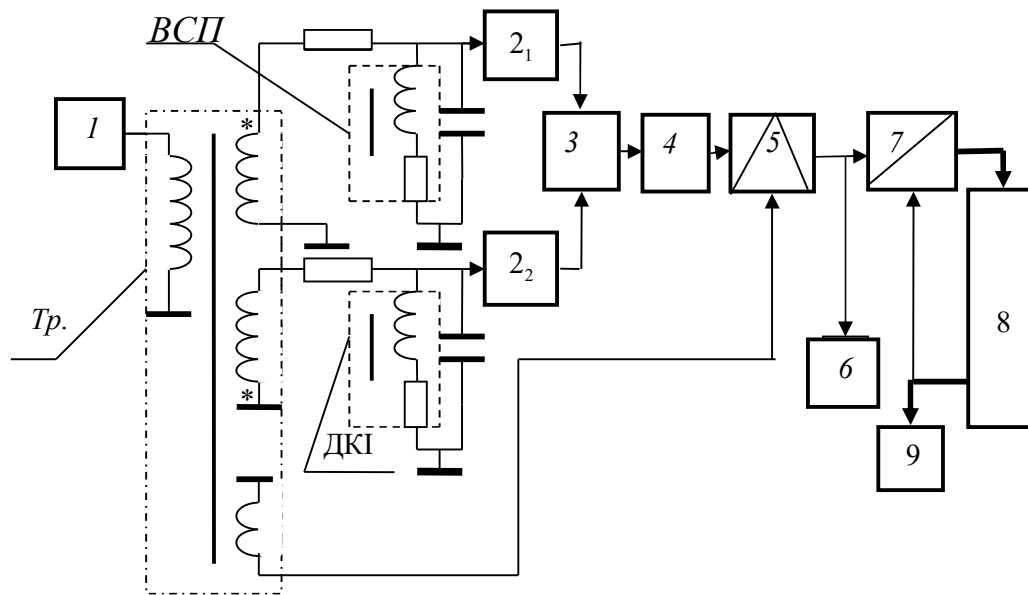


Рис. 5.12 . Функціональна схема вихрострумової системи контролю  
 1 – генератор;  $Tr.$ - трансформатор; ВСП - вихрострумний вимірювач; ДКІ –  
 додаткова котушка індуктивності; 2– повторювачі; 3 – суматор; 4– підсилювач; 5 –  
 фазовий детектор;  
 6 – індикатор дефекту; 7 – АЦП; 8 – мікропроцесор; 9 – цифрове табло.

Відмінність частотних характеристик резонансних контурів котушки ВСП і додаткової котушки полягає в тому, що при апріорі рівних індуктивностях значення індуктивності котушки ВСП в його робочому стані зменшується у порівнянні з індуктивністю котушки ДКІ на величину внесеної індуктивності за рахунок взаємодії з вихровими струмами в матеріалі об'єкту контролю.

Враховуючи, що точок перетину частотних характеристик резонансних контурів дві, значенню робочої частоти  $\omega_{роб.}$  має відповідати точка з нижчою частотою.

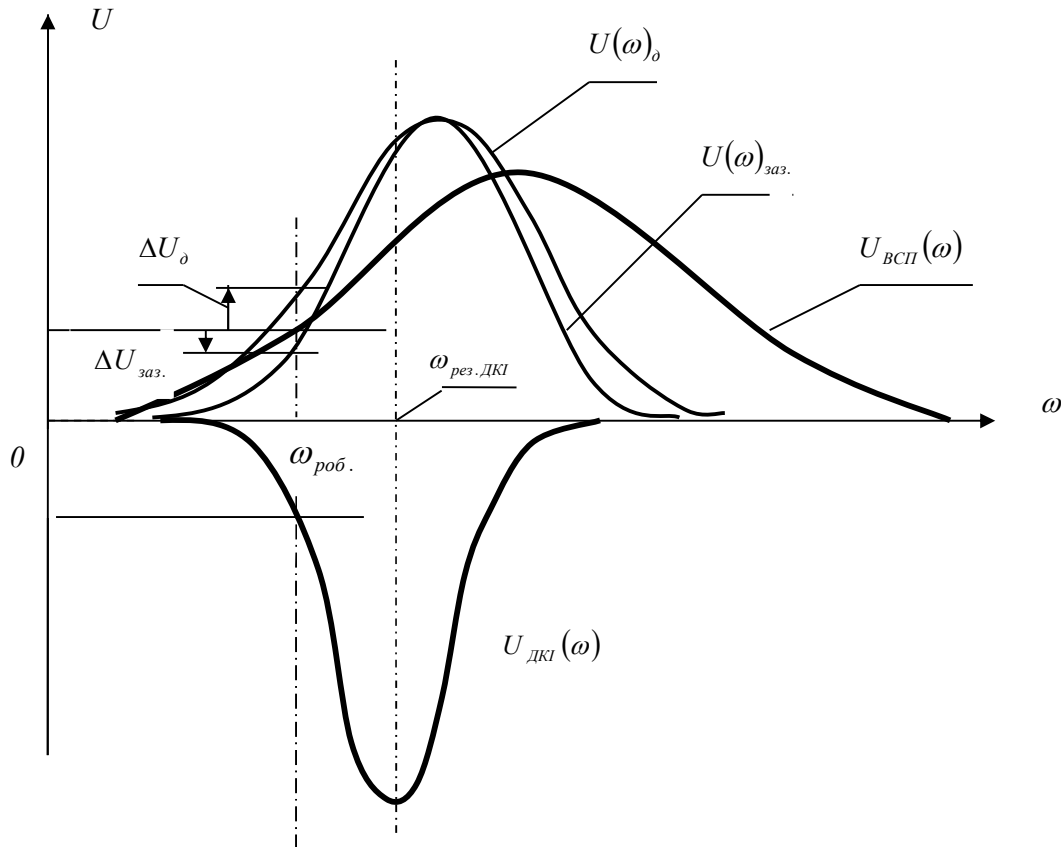


Рис. 5.13. Частотні характеристики резонансних контурів системи з розділенням впливу зазору і дефекту

Згідно векторній діаграмі напруг (рис. 5.1) на активному і реактивному опорах вихрострумowego перетворювача при контролі діаманітного матеріалу (алюміній та його сплави, титан) вплив поверхневого дефекту (тріщини) пояснюється вектором зміни напруги на котушці вихрострумowego перетворювача  $P_o$ , а впливу зазору між перетворювачем і поверхнею об'єкту контролю відповідає вектор зміни напруги  $P_{заз.}$ . З експериментальних досліджень відомо, що згадані фактори впливу на зміну напруги на котушці вихрострумowego перетворювача відрізняються величиною зменшення індуктивного та, головне, активного опорів, що вносяться до котушки індуктивності  $ВСП$  електромагнітним полем вихрових струмів у матеріалі об'єкту контролю.

Вплив зазору приводить до пропорційного зменшення внесених індуктивного і активного опорів, тоді як у випадку впливу поверхневого дефекту матеріалу об'єкту контролю перетворювача (тріщини) відповідно зменшується індуктивний внесений опір, але практично не зменшується активний внесений опір. Це приводить до того, що при приблизно однакових впливах дефекту і зазору добротність  $Q$  ( $Q = (1/r)\sqrt{L_k/C}$ ) контуру  $ВСП$  відрізняється. Добротність контуру у випадку зазору має бути більшою за добротність цього ж контуру у випадку присутності дефекту завдяки зменшенню внесеного активного опору.

Завдяки зустрічному включенню вторинних котушок трансформатора, які живлять чотириполюсники з резонансними контурами, вихідна напруга суматора 3 при відсутності дефекту і зазору дорівнює нулю. При наявності дефекту чи зазору такий баланс напруг порушується і на виході суматора з'являється напруга, фаза якої відрізняється на  $180^\circ$  в залежності, який фактор (дефект чи зазор) її спричинив. Така фазова відмінність вихідної напруги пояснюється різною добротністю резонансного контуру на основі ВСП в залежності від дефекту чи зазору.

Для розпізнання знаку фазового зсуву вихідної напруги суматору і таким чином виконання ідентифікації дефекту чи зазору використовується фазовий детектор 5, опорним сигналом якого служить сигнал задаючого генератору на додатковій котушці трансформатору.

Розглянута схема системи вихрострумового дефектоскопу з використанням двох однакових резонансних контурів – одного на основі котушки індуктивності вимірювального вихрострумового перетворювача, а іншого на основі допоміжної котушки індуктивності, відрізняється простотою налаштування частоти задаючого генератору та роздільною індикацією за знаком вихідної напруги, як поверхневого дефекту матеріалу об'єкту контролю, так і зазору між поверхнею цього матеріалу та вимірювальним перетворювачем.

### **5.1.2. Система вихрострумового багатопараметричного контролю**

Поряд з вихрострумовими системами з розділенням за знаком вихідного сигналу впливу таких основних параметрів контролю, як розмір поверхневого дефекту (тріщини) структури металу та величина зазору між перетворювачем і поверхнею об'єкту контролю, значну перспективу у використанні мають багатопараметричні вихрострумові системи одночасного (паралельного) вимірювання та контролю і розмірів дефектів, і величини зазору, і інших фізичних параметрів матеріалу [32, 33, 34].

Розглянемо можливість побудови системи одночасного контролю розміру дефекту та величини зазору з використанням накладного перетворювача з індуктивністю котушки L. Еквівалентна схема вимірювального вихрострумового перетворювача та векторна діаграма напруг для випадку контролю об'єкту з діаманітного матеріалу, наприклад – алюмінію, показана на рис. 5.14.



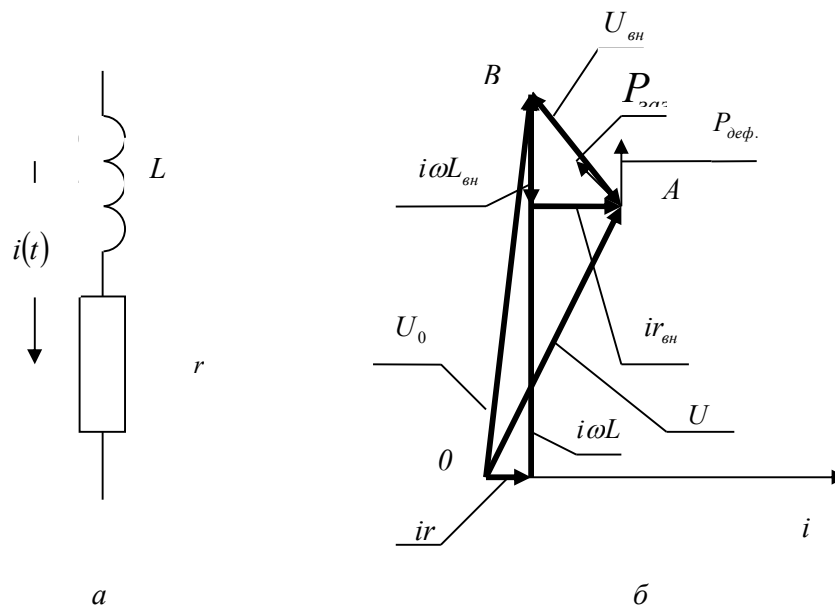


Рис. 5.14 . Векторна діаграма напруг вихрострумowego перетворювача, що взаємодіє своїм електромагнітним полем з діамагнітним матеріалом.  
 а - еквівалентна схема вихрострумowego перетворювача;  
 б – векторна діаграма напруг.

Еквівалентна схема вихрострумowego перетворювача представлена індуктивністю котушки  $L$  та опором її витків  $r$ . При пропусканні котушкою перетворювача змінного струму  $i$  маємо падіння напруги на опорі котушки рівне  $ir$  та падіння напруги на індуктивному опорі котушки -  $i\omega L$ . Напруга на котушці перетворювача  $U_0$  відповідає ситуації, коли електромагнітне поле котушки не взаємодіє з провідним середовищем об'єкту контролю.

Зазор між котушкою вимірювального перетворювача і поверхнею металу об'єкту контролю, а також дефект структури контрольованого матеріалу (тріщина перпендикулярна поверхні об'єкту контролю) зменшують індуктивний і активний опори внесені у котушку вихрострумowego перетворювача за рахунок індуктивного зв'язку між витками цієї котушки і віртуальними витками вихрових струмів у контрольованому матеріалі, що приводить до зростання напруги  $U$  на котушці перетворювача. Проте вплив зазору і дефекту на зростання напруги перетворювача дещо відрізняються. Вплив зазору (вектор  $P_{\text{заз}}$  на рис.5-14) практично пропорційно зменшує внесені активний і індуктивний складові опорів змінюючи положення кінця вектору напруги  $U$  вздовж прямої  $AB$ . В цей же час вплив дефекту (вектор  $P_{\text{деф.}}$ ) відрізняється помітним зменшенням індуктивного внесеного опору та мінімальним зменшенням активного внесеного опору. Вектори впливу зазору  $P_{\text{заз}}$  і дефекту  $P_{\text{деф.}}$  відрізняються їх фазами у порівнянні з фазою опорного вектору – вектора струму у котушці перетворювача.

Для можливості компенсації напруги  $U$  на робочому вихрострумовому перетворювачі використано два ідентичні вихрострумові перетворювачі, один з яких -  $BC\Pi_p$ , використовується, як робочий. Другий - додатковий вимірювальний перетворювач  $BC\Pi_0$  взаємодіє своїм електромагнітним полем з зразком матеріалу, параметри якого співпадають з параметрами матеріалу об'єкту контролю.

В результаті цього вихідні напруги вихрострумів перетворювачів при відсутності дефекту матеріалу в зоні взаємодії електромагнітного поля котушки робочого перетворювача з матеріалом об'єкту контролю є також однаковими за амплітудами, але протифазними. Для компенсації напруги  $U$  робочого вихрострумів перетворювача достатньо скласти цю напругу з вихідною напругою допоміжного перетворювача на суматорі. В схемі на рис.5-15, як суматор - використано польовий транзистор – тетрод типу *BF988* в СМД виконанні з високими вхідними електричними

опорами для обох входів, що виключає будь-який вплив на розподіл напруг на ланцюгах з вихрострумовими перетворювачами.

При контролі виробів з алюмінію та його сплавів високочастотними вихрострумовими перетворювачами з індуктивністю котушки на рівні (2 - 4)  $\text{мкГн}$  величина сигналу сумарного впливу дефекту і зазору на приріст напруги на перетворювачі не перевищує 3% від напруги на перетворювачі. Тому отриманий після компенсації напруги  $U$  сигнал сумарного впливу спочатку підсилюємо, а потім вимірюємо попередньо виконавши синхронне детектування фазовими детекторами на основі подвійних балансних модуляторів.

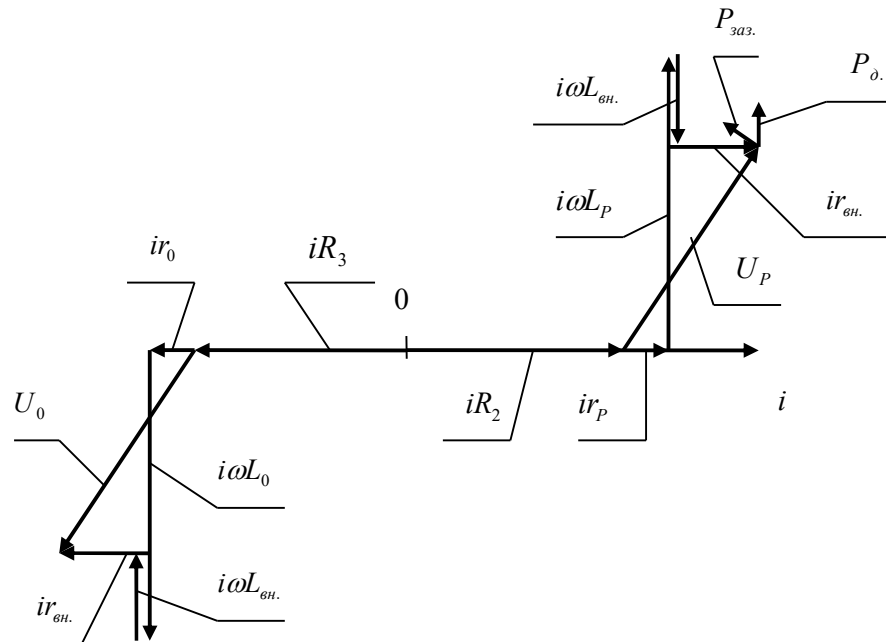


Рис. 5.16. Векторна діаграма напруг вихрострумових перетворювачів (див. рис.5.15)

Фазове детектування виконується відносно однакових за амплітудами когерентних напруг опорних фаз  $U_{01}, U_{02}$ , які мають взаємний фазовий зсув  $90^\circ$ . Напряга  $U_{01}$  формується окремою обмоткою 2 трансформатору з числом витків  $W$ . Квадратурний фазовий зсув напруги  $U_{02}$ , яка використовується у якості опорної для фазового детектору  $\Phi D_1$ , забезпечуємо за рахунок однакових активного та ємнісного опорів включених на виході обмотки 1 трансформатору з загальним числом витків  $2W$  та заземленої середньої точки:  $R\omega C = 1$ .

Фазові зсуви сигналів впливів дефекту і зазору відносно опорних сигналів для даного матеріалу об'єкту контролю при незмінній частоті напруги задаючого генератору є стаціонарними. Їх значення можемо визначити з допомогою відповідних еталонних зразків матеріалу контролю з встановленими середніми за величиною значеннями окремо поверхневого дефекту та зазору, наприклад - товщини фарбового покриття.

Для виконання двопараметрового контролю (впливу дефекту і зазору) важливим є вибір параметрів вихрострумowego перетворювача. До таких параметрів належить частота струму  $\omega$  та радіус котушки перетворювача  $R_K$ , значення яких, враховуючи електричну провідність  $\sigma$  та абсолютну магнітну проникність матеріалу об'єкту контролю  $\mu_a$ , визначаються вибраним узагальненим параметром  $\beta = R_K \sqrt{\omega \sigma \mu_a}$ .

Коректному значенню згаданого узагальненого параметру  $\beta$  відповідає таке його значення, при якому має місце максимальна відмінність напрямків векторів впливу зазору та дефекту. Згідно графіку напруги, внесеної до котушки вихрострумowego перетворювача вихровими струмами в середовищі об'єкту контролю, таким значеннями є  $\beta \leq 10$ .

Позначимо фазовий зсув сигналу впливу зазору  $P_{ззз}$  відносно сигналу опорної фази  $U_{01}$  через  $\varphi_{ззз}$ . Відповідно фазу сигналу, що викликаний поверхневим дефектом (тріщиною) -  $P_\delta$ , через  $\varphi_\delta$ . Враховуючи те, що результатам фазового детектування сумарного сигналу спричиненого впливами зазору і дефекту, якщо вони присутні одночасно, відповідає сума проєкцій векторів сигналів впливу  $P_{ззз}, P_\delta$  на відповідний вектор опорного сигналу (Рис.5-17), для вихідних постійних напруг  $U_1, U_2$  фазових детекторів  $\Phi D_1$  та  $\Phi D_2$ , виділених фільтрами нижніх частот (рис. 5.15), можемо записати наступні рівняння:

$$\begin{aligned} U_1 &= P_{ззз} \cos \varphi_{ззз} + P_\delta \cos \varphi_\delta \\ U_2 &= P_{ззз} \sin \varphi_{ззз} + P_\delta \sin \varphi_\delta \end{aligned} \quad (5.16)$$

Вирішуючи дану систему рівнянь находимо величини сигналів впливу зазору і дефекту:

$$P_{ззз} = \frac{U_1 \sin(\varphi_{ззз} - \varphi_\delta) - U_2 \sin \varphi_{ззз} \cos \varphi_\delta + U_2 \cos \varphi_{ззз} \cos \varphi_\delta}{\cos \varphi_{ззз} \sin(\varphi_{ззз} - \varphi_\delta)} \quad (5.17)$$

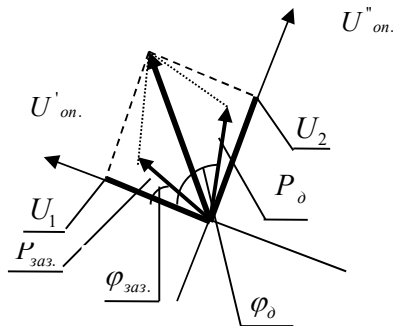


Рис. 5.17 . Фазове детектування суми векторів впливу зазору і дефекту

$$P_\delta = \frac{U_1 \sin \varphi_\delta - U_2 \cos \varphi_{ззз}}{\sin(\varphi_{ззз} - \varphi_\delta)} \quad (5.18)$$

Кількість параметрів, які одночасно і незалежно визначаються при виконанні вихрострумowego контролю, можемо збільшити. До таких параметрів для ряду матеріалів об'єктів контролю слід віднести ще й провідність поверхневого шару, яка може мінятися в залежності від якості термічної, механічної та хімічної обробки матеріалу. Відмінність впливу провідності

полягає в тому, що її зміна може відбуватися, як в сторону збільшення, та і в сторону зменшення.

Крім зміни провідності матеріалу об'єкту контролю, як третій параметр контролю може виступати дефект, наприклад – тріщина, яка розташована в глибинних шарах матеріалу або з іншої сторони об'єкту контролю, наприклад – тонкої пластини. Інформативний сигнал впливу глибинного дефекту відрізняється від сигналу впливу поверхневого дефекту можливо меншою амплітудою але більшим фазовим запізненням. Подібна ситуація має місце при виконанні вихрострумowego контролю на порівняно низькій частоті струму у котушці перетворювача, яка забезпечує достатню глибину проникання електромагнітного поля котушки вихрострумowego перетворювача у середовище провідного матеріалу об'єкту контролю.

Контроль електропровідності поверхневого шару деталей і елементів конструкцій зі сталі та чавуну може використовуватися для оцінки якості їх термічної обробки, яка виконується з метою підвищення міцності та зносостійкості. Подібна обробка виконується практично для всього об'єму металу, який виробляється на металургійних підприємствах. Частина металу проходить технологію прокату, інша частина – технологію кування та штамповки. Для сталі, яка йде для виробництва деталей конструкцій транспорту, енергетики та інших галузей, використовується термічна обробка, яка полягає у нагріві металу до температури порядку  $800^{\circ}\text{C}$  та наступному швидкому охолодженні в воді або мінеральному маслі, що приводить до структурних змін металу: аустеніт перетворюється в перліт, а при збільшенні швидкості охолодження ще більш тверді структури типу сорбіт, тростит, мартенсит.

Проте швидке охолодження металу може бути і причиною виникнення дефектів внутрішньої структури у вигляді тріщин, причиною яких є поява внутрішніх механічних напружень термічного походження. Для уникнення таких явищ використовують технологію також термічного походження - відпал металу – нагрів до температури порядку  $400^{\circ}\text{C}$  наступним повільним охолодженням на повітрі.

Подібна термічна обробка виконується і для виробів з чавуну з метою зміни фізичних властивостей їх поверхневого шару шляхом видалення з кристалічної ґратки атомів вуглецю. Відливка чавуну в стальну форму завдяки високій теплопровідності сталі і виконанню таким чином швидкого охолодження поверхні відливки формує в чавунному валку шар міцного цементиту, завдяки якому таким валком виконується прокат металу на прокатних станах металургійних підприємств.

Основним фізичним параметром оцінки якості термічної обробки крім наявності дефектів (тріщин) може виступати електропровідність поверхневого шару деталі, значення якої змінюється внаслідок зміни кристалічної будови матеріалу. Враховуючи поверхневий характер кристалічних перетворень, які супроводжують термічну обробку металу,

частота струму в котушці ВСП може бути достатньо високою – на рівні одиниць мегагерц.

Таким чином для виконання контролю якості всього циклу термічної обробки деталей необхідно використовувати вихроструміву систему одночасного контролю мінімум трьох параметрів: розміру дефектів (тріщин) поверхневого шару, величини зміни електропровідності і завжди присутнього паразитного параметру – величини зазору між ВСП і поверхнею контрольованої деталі.

Для реалізації багатопараметрового контролю необхідно оптимізувати розміри вихрострумівового перетворювача (радіус  $R$  котушки) та використану частоту струму  $\omega$  з урахуванням провідності  $\sigma$  та абсолютної магнітної проникності матеріалу об'єкту контролю  $\mu_a = \mu_0 \mu$ . Іншими словами необхідно, щоб значення узагальненого параметру  $\beta = R\sqrt{\omega\sigma\mu_a}$  для середнього витка котушки ВСП [30] було таким, щоб фази векторів впливу дефекту, зазору та провідності максимально відрізнялися.

Виходячи з особливостей кривої годографу внесеної напруги до котушки ВСП за рахунок електромагнітного поля вихрових струмів в матеріалі об'єкту контролю вибір частоти струму для такого перетворювача має забезпечити максимальне фазове розділення напрямків векторів впливу параметрів контролю. Значення узагальненого коефіцієнту розрахунку ВСП доцільно вибирати за умови  $\beta > 7$ . Враховуючи, що напрямок вектору впливу зміни електропровідності контрольованого матеріалу відповідає напрямку дотичної до кривої годографу в точці  $\beta$ , при такому виборі значення цього коефіцієнту матимемо максимальне фазове розділення напрямків векторів впливу перерахованих параметрів на величину внесеної напруги до котушки ВСП.

Оцінювання впливу зміни електропровідності поверхневого шару об'єкту контролю, як і впливу зазору та поверхневого чи донного дефекту, вимагає попереднього визначення значення кутів фазових зсувів векторів сигналів кожного з впливів. Це можемо зробити використовуючи спеціально виготовлені зразки з внесеними змінами провідності чи імітованими дефектами. Проте основною проблемою реалізації подібної багатопараметрової системи контролю є необхідність формування додаткових (третього, четвертого) рівнянь на основі виконання фазового детектування вихідного сигналу тракту дефектоскопу з врахуванням всіх факторів впливу на величину зміни інформативної частини напруги вихідного сигналу вихрострумівового перетворювача.

Для реалізації одночасного вихрострумівового контролю трьох параметрів може бути використано виконання фазового детектування на двох близьких за значенням частотах сигналу задаючого генератору [33]. Але будь-яка зміна частоти приводить до зміни фаз сигналів, що породжуються впливом таких факторів, як дефект, зазор чи провідність. Іншими словами, зміна частоти струму у котушці вихрострумівового перетворювача вимагає визначення на новій робочій частоті значень

різниці фаз сигналів впливу окремо дефекту, зазору та зміни провідності відносно струму у котушці вихрострумowego перетворювача.

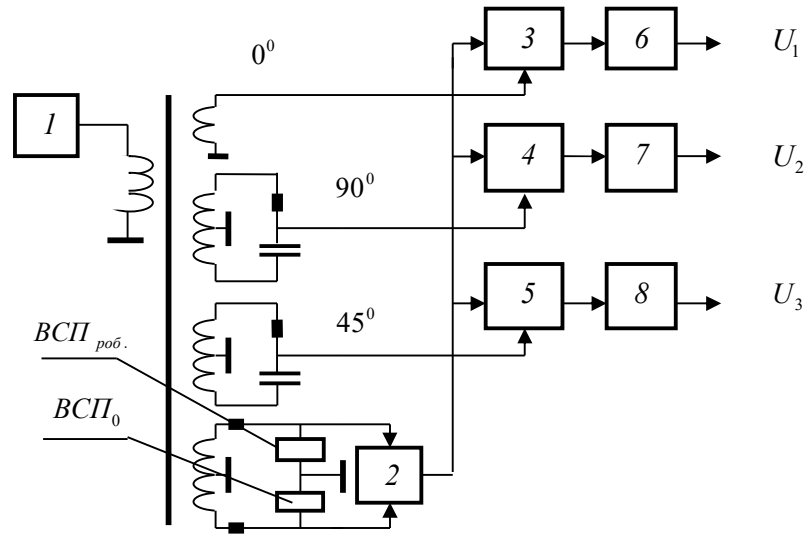


Рис. 5.18. Функціональна схема вимірювального перетворення вихрострумової системи багатопараметрового контролю  
1 – генератор;

1 – суматор; 3,4,5 – фазові детектори; 6,7,8 – фільтри нижніх частот.

Пропонуємо інший, без зміни частоти генератору, підхід до вирішення проблеми багатопараметрового вихрострумowego контролю. Для отримання необхідного числа рівнянь – результатів фазового детектування, в якості сигналів опорних фаз використаємо, як і в попередньому випадку, сигнали з фазами  $0^\circ, 90^\circ$  та третій сигнал з фазою  $45^\circ$ . Формування сигналу опорної фази  $45^\circ$  можемо виконати за схемою аналогічною схемі формування сигналу з фазою  $90^\circ$  (рис.5-15) вибираючи опір, наприклад –  $R = 1 \text{ ком}$ , та визначаючи змінну ємність конденсатору за умовою:

$$C = \frac{\operatorname{tg} 22,5^\circ}{\omega R} = \frac{0,4342}{\omega R} \quad (5.19)$$

У такому випадку достатньо експериментально визначити фазові зсуви сигналів впливів дефекту, зазору та зміни провідності відносно фази з одного з опорних сигналів. Наприклад, якщо  $P_{np}$  – вектор впливу електропровідності і фазові зсуви сигналів впливів  $P_\delta, P_{заз.}, P_{np}$  відносно сигналу опорної фази рівної  $0^\circ$  становлять відповідно  $\varphi_\delta^0, \varphi_{заз.}^0, \varphi_{np.}^0$ , то фазові зсуви цих же сигналів впливу відносно сигналу опорної фази  $90^\circ$  будуть становити відповідно  $\varphi_\delta^0 - 90^\circ, \varphi_{заз.}^0 - 90^\circ, \varphi_{np.}^0 - 90^\circ$ . Відносно сигналу опорної фази  $45^\circ$  фазові зсуви цих же сигналів впливів становитимуть відповідно  $\varphi_\delta^0 - 45^\circ, \varphi_{заз.}^0 - 45^\circ, \varphi_{np.}^0 - 45^\circ$ .

Позначимо косинуси фазових зсувів  $\varphi_\delta^0, \varphi_{заз.}^0, \varphi_{np.}^0$ , як  $a_{11}, a_{12}, a_{13}$ . Аналогічно косинуси кутів сигналів впливів відносно сигналу опорної

фази  $90^\circ$  ( $90^\circ - \varphi_\delta^0, 90^\circ - \varphi_{зав.}^0, 90^\circ - \varphi_{нр.}^0$ ) позначимо через  $a_{21}, a_{22}, a_{23}$ , а косинуси кутів сигналів впливів відносно сигналу опорної фази  $45^\circ$  - як  $a_{31}, a_{32}, a_{33}$  відповідно. Тоді для вихідних постійних напруг трьох фазових детекторів сигналів впливу вказаних факторів відносно сигналів опорних фаз  $0^\circ, 90^\circ, 45^\circ$  (рис. 5.18) справедливі рівняння:

$$\begin{cases} U_1 = P_\delta \cdot a_{11} + P_{зав.} \cdot a_{12} + P_{нр.} \cdot a_{13} \\ U_2 = P_\delta \cdot a_{21} + P_{зав.} \cdot a_{22} + P_{нр.} \cdot a_{23} \\ U_3 = P_\delta \cdot a_{31} + P_{зав.} \cdot a_{32} + P_{нр.} \cdot a_{33} \end{cases} \quad (5.20)$$

Вимірюючи напруги на виході фазових детекторів та вирішуючи представлену систему рівнянь визначаємо значення сигналів впливу відповідно дефекту, зазору та зміни провідності, які відповідно впливають на зміну величини внесених активної та реактивної напруг до котушки вихрострумowego перетворювача за рахунок взаємного індуктивного зв'язку витків цієї котушки з віртуальними витками вихрових струмів у середовищі провідного об'єкту контролю.

Детермінантом системи рівнянь (5.17) є:

$$D = \begin{vmatrix} a_{11} \cdot a_{12} \cdot a_{13} \\ a_{21} \cdot a_{22} \cdot a_{23} \\ a_{31} \cdot a_{32} \cdot a_{33} \end{vmatrix} \quad (5.21)$$

Детермінантами  $P_\delta, P_{зав.}, P_{нр.}$  становлять:

$$D_\delta = \begin{vmatrix} U_1 \cdot a_{12} \cdot a_{13} \\ U_2 \cdot a_{22} \cdot a_{23} \\ U_3 \cdot a_{32} \cdot a_{33} \end{vmatrix} \quad D_{зав.} = \begin{vmatrix} U_1 \cdot a_{11} \cdot a_{13} \\ U_2 \cdot a_{21} \cdot a_{23} \\ U_3 \cdot a_{31} \cdot a_{33} \end{vmatrix} \quad D_{нр.} = \begin{vmatrix} U_1 \cdot a_{11} \cdot a_{12} \\ U_2 \cdot a_{21} \cdot a_{22} \\ U_3 \cdot a_{31} \cdot a_{32} \end{vmatrix} \quad (5.22)$$

Значення впливів дефекту, зазору та зміни провідності матеріалу об'єкту контролю визначаємо наступними рівняннями:

$$P_\delta = \frac{D_\delta}{D}, \quad P_{зав.} = \frac{D_{зав.}}{D}, \quad P_{нр.} = \frac{D_{нр.}}{D} \quad (5.23)$$

## 5.2. Магнітні системи неруйнівного контролю

Магнітний метод неруйнівного контролю використовується для виявлення поверхневих дефектів елементів конструкцій виготовлених з ферромагнітних матеріалів. Такими дефектами можуть бути розкриті на поверхні елементів конструкцій тріщини або немагнітні, наприклад - повітряні включення в приповерхневому шарі матеріалу.

Контроль дефектів реалізується за рахунок виявлення їх впливу на розподіл потенціалу постійного магнітного поля підмагнічування ферромагнітного матеріалу: намагнічуючи такий матеріал постійним полем електромагніту виявляють наявність тріщин, як найбільш небезпечних дефектів, за існуванням магнітного поля розсіювання над ними.

Існуючі магнітні дефектоскопи використовують великогабаритні електромагніти для намагнічування матеріалу об'єкту контролю, а пошук



дефектів виконують шляхом сканування зони між полюсами електромагніту з допомогою вимірювального перетворювача.

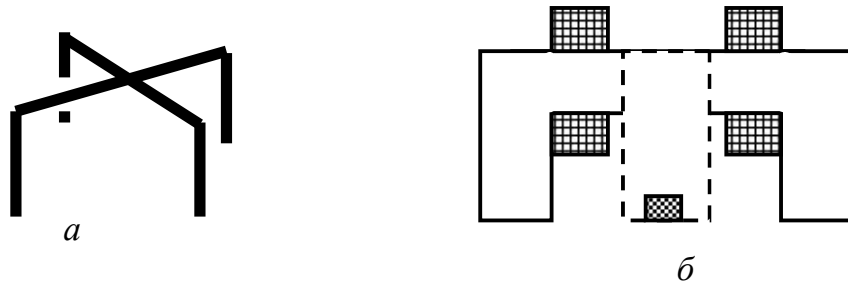


Рис.5.19. Схема будови вимірювального перетворювача магнітного контролю

*a* –магнітопровід (схематично); *б* – розміщення послідовно з'єднаних котушок кожного магнітопроводу.

Магнітне поле розсіювання над дефектами у вигляді тріщин або немагнітних включень має місце у випадку, коли його пересікає магнітний потік підмагнічування. У випадку лінійної тріщини паралельної магнітному потоку підмагнічування потік розсіювання відсутній і тріщина не виявляється. Для гарантованого результату контролю необхідна повторна операція контролю при зміні напрямку підмагнічування приблизно на  $90^{\circ}$ .

Можемо зробити певне відхилення від традиційних підходів і використати замість громіздкого електромагніту невеликий постійний електромагніт сумістивши конструкцію цього магніту з вимірювальним перетворювачем. При цьому намагнічування має відбуватися в обмеженій зоні поверхні феромагнітного об'єкту контролю та мають бути прийняті міри для можливості вільного сканування таким суміщеним вимірювальним перетворювачем поверхні контрольованого матеріалу. Для цього, з метою уникнення «залипання» електромагніту до поверхні феромагнітного об'єкту контролю, використаємо імпульсне намагнічування використовуючи тривалість імпульсу струму в котушці електромагніту достатньою для виконання вимірювання в даній точці його положення на поверхні матеріалу об'єкту контролю.

Прийнявши таку концепцію використаємо в одній конструкції два однакові за величиною магніторушійної сили електромагніти з взаємоперпендикулярним напрямком розповсюдження магнітних потоків в матеріалі об'єкту контролю (рис. 5.19). Це дасть нам можливість уникнути пропуску дефекту у вигляді тріщини незалежно від її орієнтації, якщо контроль будемо виконувати періодично переключачи струм в котушках електромагнітів.

При реалізації магнітного контролю феромагнітних матеріалів виявлення дефектів виконується з допомогою вимірювальних перетворювачів та середовищ реєстрації магнітного потоку розсіювання над дефектами таких, як магнітна стрічка та феромагнітний порошок.

Використання магнітного порошку для фіксації дефектів не входить в сферу наших інтересів, бо не вписується в можливість застосування передбачених нами способів його реєстрації в автоматичній системі контролю.

До переліку вимірювачів магнітного поля розсіювання дефектом можемо віднести індукційні вимірювальні перетворювачі, ферозонд, гальвано-магнітні вимірювальні перетворювачі (магніто-резистивні перетворювачі та датчик Холу).

Індукційні вимірювальні перетворювачі магнітного контролю реалізують формування ЕРС при пересіченні електрично замкнутою котушкою магнітного потоку розсіювання дефектом. Згідно закону електромагнітної індукції значення ЕРС пропорційно швидкості зміни потокозчеплення магнітного току розсіювання дефектом  $F_o$  з замкнутим контуром котушки перетворювача:

$$E = -\frac{\partial F_o}{\partial t} \quad (5.24)$$

Конструктивно індукційний вимірювальний перетворювач може бути представлений магнітною індукційною головою, яка широко використовується в техніці магнітного запису інформації (рис. 5.20). При пересіченні таким перетворювачем з напівзамкнутим магнітопроводом магнітного потоку розсіювання над дефектом частина цього потоку замикається через магнітопровід перетворювача наводячи ЕРС в розміщеній на ньому котушці. При цьому значення ЕРС залежить не тільки від значення потоку розсіювання магнітного поля над дефектом, а й від швидкості руху індукційного перетворювача, що є певним недоліком адже її практично неможливо стабілізувати.

Уникнути необхідності динамічного перетину місця дефекту індукційним перетворювачем можливо при умові використання змінного магнітного поля намагнічування феромагнітного матеріалу об'єкту контролю. Але застосування змінного магнітного поля приведе до значних втрат енергії на нагрів контрольованого матеріалу вихровими струмами, що є абсолютно несприйнятливим.

Широкого використання в магнітному контролі знайшли вимірювальні перетворювачі, які дістали назву «ферозонд». Ферозонд представляється магнітним ланцюгом на основі тонкого магнітопроводу з матеріалу з високим значенням магнітної проникності, який перемагнічується змінним полем розміщеної на ньому котушки. Як правило використовується диференційна схема ферозонду представлена двома магнітопроводами, які можуть перемагнічуватися однією котушкою, але крім котушки перемагнічування на кожному з них розміщені зустрічно включені між собою однакові вимірювальні котушки (рис. 5.21).

При відсутності стороннього магнітного поля, що може діяти на магнітопроводи ферозонду, магнітна система такого перетворювача є лінійною і слабке магнітне поле котушки перемагнічування змінює магнітну індукцію матеріалу магнітопроводів за гармонійним законом

$B_m \sin(2\pi ft)$ , де  $f$  - частота струму у котушці перемагнічування ( $f = 1 \text{ кГц}$ ). Така ситуація відповідає положенню ферозонду на бездефектній ділянці поверхні феромагнітного матеріалу об'єкту контролю, адже весь постійний магнітний потік підмагнічування феромагнітного матеріалу об'єкту контролю замикається в ньому.

Перемагнічування матеріалу магнітопроводів ферозонду індукує в вимірювальних котушках однакові за рівнем напруги. При цьому завдяки зустрічному включенню цих котушок вихідна напруга перетворювача дорівнює нулю.

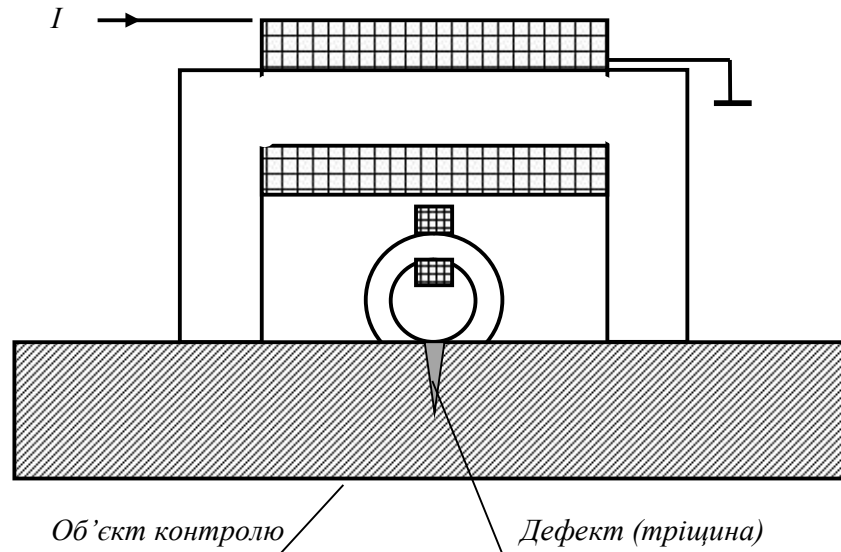


Рис. 5.20. Магнітний контроль дефектів з допомогою індукційного вимірювального перетворювача

В ситуації, коли ферозонд знаходиться безпосередньо над поверхневим дефектом і на нього діє постійний магнітний потік поля розсіювання дефектом, його тонкі магнітопроводи підмагнічуються практично до магнітного насичення і процес перемагнічування матеріалу магнітопроводів стає нелінійним:  $B_m \sin(2\pi ft)$  при  $i(T/2) \leq t \leq iT$  де  $i = 1, 2, 3, \dots$ , а  $T$  - період сигналу перемагнічування.

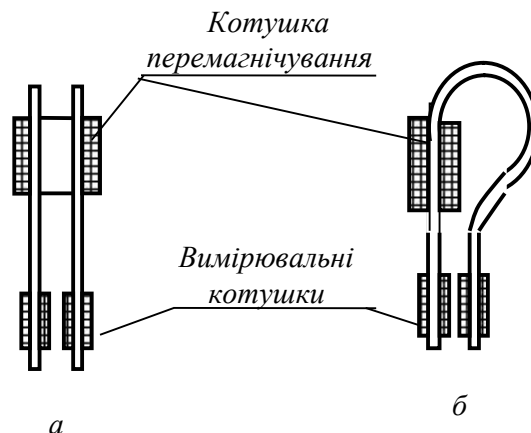


Рис. 5.21 Ферозонд

*a* – ферозонд на основі двох магнітопроводів; *б* – ферозонд на основі одного магнітопроводу

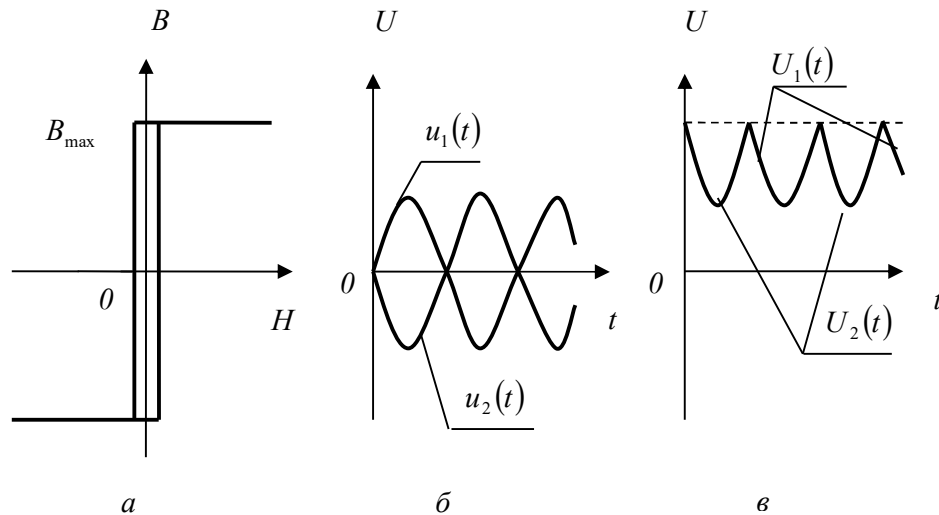


Рис.5-22. Графіки вихідних напруг вимірювальних котушок ферозонду.

*a* – залежність індукції магнітного поля матеріалу ферозонду; *б* – графіки напруг вимірювальних котушок при відсутності постійного поля підмагнічування матеріалу ферозонду; *в* – графіки тих же напруг при намагнічування осердя ферозонду до насичення;  $u_1(t), u_2(t)$  - напруги на вимірювальних котушках при відсутності дефекту;  $U_1(t), U_2(t)$  - напруги на тих же котушках при наявності дефекту.

Як наслідок вихідні напруги вимірювальних котушок зазнають нелінійних спотворень - присутні тільки від'ємні півперіоди коливань. При цьому вихідна напруга зустрічно включених вимірювальних котушок відмінна від нуля і представляється другою гармонікою частоти сигналу перемагнічування (рис. 5.22, *в*).

Диференційний ферозонд може бути реалізованим і на одному феромагнітному осерді (рис. 5.21, *б*). Одна котушка перемагнічування і дві вимірювальні котушки на зведених до купи кінцях тонкого осердя ферозонду забезпечать аналогічний результат виявлення дефекту, але при цьому вимірювальні котушки мають бути з'єднані послідовно.

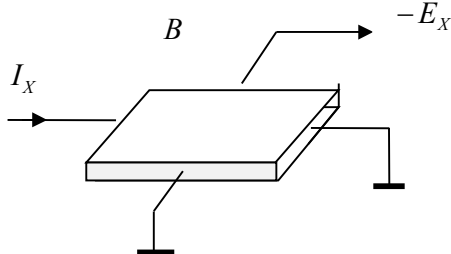


Рис. 5.23.Перетворювач Холла

Вимірювальний перетворювач Холла у вигляді плоскої напівпровідникової пластинки площею в декілька  $\text{мм}^2$  з нанесеними на грані цієї пластини електропровідними пластинами (ламелями) використовується в якості вимірювального

перетворювача за рахунок відхилення потоку носіїв зарядів в пластині від стороннього джерела під дією відтвореною внаслідок взаємодії магнітного поля з цим потоком силою Лоренца, яка пропорційна індукції магнітного поля, що направлена перпендикулярно площині пластини (рис. 5.23).

Під дією сили Лоренца електрони накопичуються на одній зі сторін пластини паралельній напрямку струму  $I$  стороннього джерела формуючи різницю потенціалів відносно заряду протилежної сторонни пластини. Значення утвореної таким чином ЕРС Холла  $E_x$  при перпендикулярному напрямку магнітного поля до площини пластини товщиною  $d$  пропорційне індукції цього магнітного поля  $B$ :

$$E_x = K_x BI, \quad (5.24)$$

де  $K_x$  - коефіцієнт Холла, значення якого для напівпровідникових немагнітних матеріалів залежить від електричного опору пластини перетворювача.

Принцип дії другого типу гальваноманітних вимірювальних перетворювачів – магніторезисторів, теж оснований на викривленні потоку носіїв струму магнітним полем. Магніточутливий матеріал таких перетворювачів у вигляді тонких плівок з напівпровідникових сполук арсеніду індію  $InAs$  або антимоніду індію  $InSb$  забезпечує чутливість до  $30 \text{ В/Тл}$ .

Інтенсивний розвиток техніки магнітних вимірювань на основі використання гальваноманітного ефекту (ефекту Холу) привів до створення високочутливих електронних елементів - біполярних та польових магнітотранзисторів, поріг чутливості яких перевищив  $400 \text{ В/Тл}$  і дозволив вимірювати індукцію магнітного поля починаючи з  $10^{-6} \text{ Тл}$ .

Використання магніторезисторів та магнітотранзисторів дозволяє спростити реалізацію магнітного контролю за рахунок зменшення необхідної для намагнічування об'єкту контролю магніторушійної сили електромагніту сумістивши його з вимірювальним перетворювачем. При цьому для уникнення можливості пропуску дефекту використовувати в такій суміщеній конструкції два електромагніти з можливістю шляхом комутації змінювати на перпендикулярний напрям намагнічування.

Зупинимось на виконанні розрахунку вихідного сигналу вимірювального перетворювача виходячи з геометричних розмірів перерізу тріщини (її глибини  $h_{тр.}$  і ширини  $\delta$ ), параметрів об'єкту контролю (магнітна проникність  $\mu_{cm}$ , товщина  $H$ ). Вибираємо геометричні розміри магнітопроводів постійного магніту (довжина магнітопроводу -  $l_{мп}$ , його перерізу –  $S = b^2$ , магнітна проникність матеріалу магнітопроводу -  $\mu_{мп}$ , відстань між полюсами –  $L$ ). Ширина об'єкту контролю набагато перевищує поперечні розміри магнітопроводів магніту. Глибина тріщини  $h_{тр.} < H$ .

З метою спрощення розрахунків приймаємо, що ширина магнітного потоку в матеріалі об'єкту контролю відповідає ширині магнітопроводу постійного електромагніту.

Визначимо величину магнітного потоку електромагніту:

$$\Phi = \frac{IW}{R_m} \quad (5.25)$$

де  $R_m$  - значення магнітного опору потоку намагнічування матеріалу об'єкту контролю, яке відповідає сумі магнітних опорів магнітопроводу електромагніту  $R_{mn}$  (довжиною  $l$ , площею перетину  $b^2$  та магнітною проникністю матеріалу  $\mu_{mn}$  )

$$R_{mn} = \frac{l_{mn}}{\mu_0 \mu_{mn} b^2}$$

та магнітного опору матеріалу об'єкту контролю  $R_{ок}$ . Магнітний опір об'єкту контролю представимо паралельним з'єднанням опорів  $R_{ок1}$  магнітному потоку  $\Phi_{ок1}$ , що пересікає дефект (тріщину) у перпендикулярному напрямку, та  $R_{ок2}$  магнітному потоку  $\Phi_{ок2}$ , який не пересікає тріщину:

$$R_{i\bar{e}} = \frac{R_{i\bar{e}1} R_{i\bar{e}2}}{R_{i\bar{e}1} + R_{i\bar{e}2}} \quad (5.26)$$

Складові опору  $R_{ок}$  становлять:

$$R_{ок1} = \frac{L - \delta}{\mu_0 \mu_{ок} b h_{Tp.}} + \frac{\delta}{\mu_0 b h_{Tp.}} = \frac{L + (\mu_{ок} - 1)\delta}{\mu_0 \mu_{ок} b h_{Tp.}}, \quad (5.27)$$

$$R_{ок2} = \frac{L + H + h_{Tp.}}{\mu_0 \mu_{ок} (H - h_{Tp.}) b}. \quad (5.28)$$

Таким чином, згідно (5.23), магнітний потік постійного магніту становить:

$$\Phi = IW \frac{R_{ок1} + R_{ок2}}{R_{mn} (R_{ок1} + R_{ок2}) + R_{ок1} R_{ок2}} \quad (5.29)$$

Магніторушійна сила намагнічування феромагнітного матеріалу об'єкту контролю  $F_{ок}$  дорівнює добутку магнітного потоку підмагнічування на значення магнітного опору:

$$F_{i\bar{e}} = IW \frac{R_{i\bar{e}1} R_{i\bar{e}2}}{R_{i\bar{e}} (R_{i\bar{e}1} + R_{i\bar{e}2}) + R_{i\bar{e}1} R_{i\bar{e}2}} \quad (5.30)$$

Магнітний потік  $\Phi_{ок1}$ , який пересікає дефект (тріщину) становить:

$$\Phi_{ок1} = \frac{F_{ок}}{R_{ок1}} = \frac{R_{ок2}}{R_{mn} (R_{ок1} + R_{ок2}) + R_{ок1} R_{ок2}} IW \quad (5.31)$$

На дефекті шириною  $\delta$ , як градієнті магнітного опору, формується магнітне поле з магніторушійною силою  $F_\delta$ :

$$F_\delta = \Phi_{ок1} R_\delta = \Phi_{ок1} \frac{\delta}{\mu_0 b h_{Tp.}}, \quad (5.32)$$

При використанні в якості вимірювального перетворювача датчику Холу магнітний потік, який його перетинає, становить:

$$\Phi_X = \frac{F_\delta}{R_X}, \quad (5.33)$$

де  $R_X$  - магнітний опір потоку, який перетинає пластину датчику Холу (рис. 5.22):

$$R_X = \frac{l_X}{\mu_0 S_X}. \quad (5.34)$$

де  $l_X, S_X$  - відповідно довжина потоку, що перетинає пластину датчику Холу та площа цієї пластини.

Таким чином магнітна індукція поля дефекту, яка діє на пластину датчику Холу становить:

$$B_X = \frac{\Phi_X}{S_X} \quad (5.35)$$

Електрорушійна сила (ЕРС) датчику Холу  $E_X$  при цьому становить:

$$E_X = k_X B_X I_X, \quad (5.36)$$

де  $I_X$  - величина постійного струму, що пропускається через пластину дачача Холла.

З урахуванням (5.28) можемо представити залежність ЕРС Холла від геометричних параметрів дефекту та магнітно-рушійної сили постійного електромагніту:

$$E_X = \frac{k_X I_X}{S_X R_{\text{ДХ}}} \frac{R_{\text{ок2}}}{b[R_{\text{мн}}(R_{\text{ок1}} + R_{\text{ок2}}) + R_{\text{ок1}} R_{\text{ок2}}]} IW \frac{\delta}{h_{\text{Тр}}}. \quad (5.37)$$

На рис. 5.25 показана конфігурація схеми автоматичної системи магнітного контролю, що реалізує метод представлений на рис. 5.24. Магнітний вимірювальний перетворювач – датчик Холу, разом з електромагнітом представляють єдиний вузол, яким виконується автоматичне сканування плоскої поверхні об'єкту контролю. Для можливості виконання такого сканування подача струму в котушку електромагніту переривається з допомогою ключа 2 синхронно з подачею імпульсів керування двохмірним сканером та імпульсами синхронізації роботою АЦП.

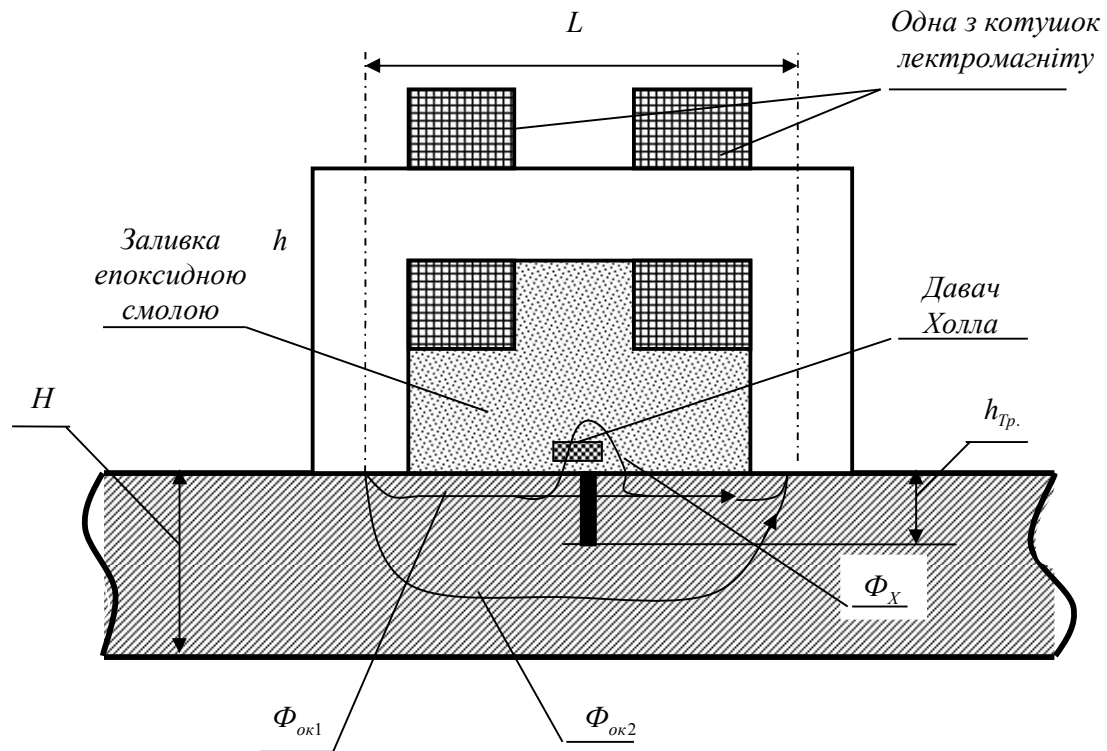


Рис. 5.24. Магнітний контроль феромагнітного матеріалу з використанням вимірювального перетворювача на основі ефекту Холу.

Джерело живлення, окрім забезпечення функціонування електронної частини системи, повинно забезпечувати формування стабільних значень струму для підключення їх до котушки електромагніту та давача Холла. Результат контролю кожної дискретної точки поверхні об'єкту контролю записується у відповідному порту цифрової пам'яті контролера разом з кодами номерів кроків сканування вздовж напрямків  $\theta_x$ ,  $\theta_y$ .

У випадку, коли вимірювальним перетворювачем є ферозонд, розрахунок магніторушійної сили постійного магніту підмагнічування контрольованого матеріалу виконуємо виходячи з максимальної чутливості ферозонду, яка має місце при магнітному насиченні матеріалу магнітопроводу ферозонду магнітним полем над дефектом.



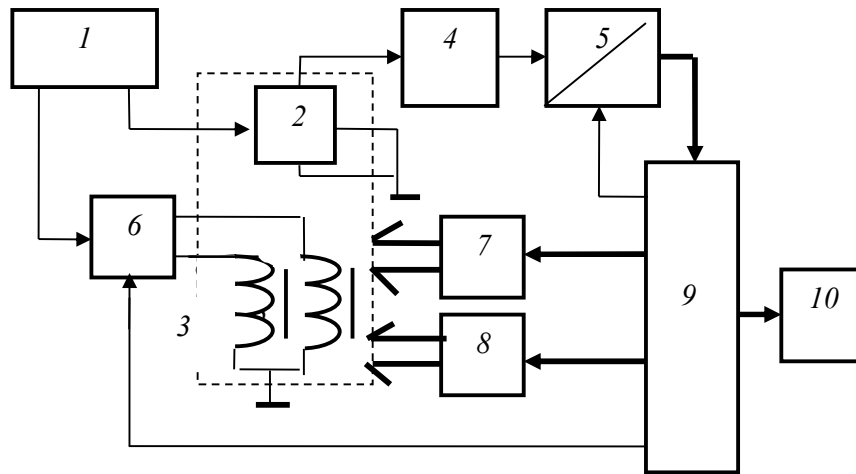


Рис. 5.25. Структурна схема автоматичної магнітної системи неруйнівного контролю

1 – джерело живлення; 2 – датчик Холу; 3 – котушки електромагніту;  
3 – диференційний підсилювач; 5 – АЦП; 6 – ключ;  
7, 8 – електричні приводи двокоординатного сканера;  
9 – мікроконтролер; 10 – табло.

Враховуючи значення магнітного опору матеріалу ферозонду визначаємо величину магнітної індукції цього матеріалу при його підмагнічуванні полем, яке формується над дефектом:

$$B_{\phi 3} = \frac{F_{\delta}}{R_{\phi 3}}, \quad (5.38)$$

де  $R_{\phi 3}$  – магнітний опір ферозонду :

$$R_{\phi 3} = \frac{l_{\phi 3}}{\mu_0 \mu_{\phi 3} S_{\phi 3}} \quad (5.39)$$

де  $l_{\phi 3}, S_{\phi 3}, \mu_{\phi 3}$  – довжина та площа поперечного перерізу магнітопроводу ферозонду та магнітна проникність його матеріалу відповідно (рис. 5.20 б).

Підставив вирази (5.30) та (5.37) до (5-36) отримаємо залежність індукції магнітного поля підмагнічування в матеріалі ферозонду від геометричних розмірів дефекту:

$$B_{\phi 3} = \left\{ \frac{R_{\phi 3} \delta}{[R_{\phi 3} (R_{\phi 1} + R_{\phi 2}) + R_{\phi 1} R_{\phi 2}] \cdot b h_{Tr} l_{\phi 3}} \right\} IW \quad (5.40)$$

Для досягнення максимальної чутливості ферозонду необхідно забезпечувати значення  $B_{\phi 3}$  рівним індукції магнітного насичення матеріалу його осердя. При цьому згідно (5-35) можемо визначити необхідне значення магніторушійної сили постійного магніту  $IW$ .

У випадку використання високочутливого магнітотранзистора (підсилювача з магніто-резистором на його вході) необхідне значення індукції магнітного поля розсіювання при тих же розмірах дефекту може бути значно меншим, що дозволяє спростити вимоги до електромагніту для намагнічування ділянки контрольованого матеріалу.

### 5.3. Електричні системи неруйнівного контролю на основі ємнісних вимірювальних перетворювачів

До електричних методів неруйнівного контролю відносимо методи, що використовують інформативні параметри електричного поля при його взаємодії з матеріалом об'єкту контролю. Конденсаторний перетворювач є простим у реалізації вимірювальним засобом для контролю геометричних та фізичних параметрів тканин, плівок та паперу, рівня діелектричної рідини та її якості, товщини діелектричних та електропровідних матеріалів, тощо.

Контроль товщини поліетиленової плівки під час її виробництва може виконуватися з допомогою плоского електричного конденсаторного вимірювального перетворювача. Полімеризована поліетиленова плівка з діелектричною проникністю  $\varepsilon_{nl}$  протягується між двома пластинами електричного конденсаторного перетворювача з площею пластин рівної  $S$ , відстанню між пластинами  $d$ . Максимально можлива товщина поліетиленової плівки  $h$  має бути меншою за вибране значення відстані між пластинами конденсаторного вимірювального перетворювача  $d$ .

Представляємо ємність конденсаторного перетворювача, як послідовне з'єднання конденсатора з відстанню між пластинами  $(d - h_{nl})$  і повітрям між ними та конденсатора з відстанню між пластинами рівній  $h_{nl}$  заповненому плівкою:

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{ie} S}{\varepsilon_{ie} d - h(\varepsilon_{ie} - 1)} \quad (5.41)$$

Згідно виразу (5.41) значення товщини поліетиленової плівки становить:

$$h = \left( \frac{\varepsilon_{ie}}{\varepsilon_{ie} - 1} \right) \frac{\tilde{N}d - \varepsilon_0 S}{C} \quad (5.42)$$

Важливим застосуванням конденсаторного вимірювального перетворювача є можливість контролю вологості різноманітних матеріалів і продуктів рослинництва таких і перш за все зерна і хлібних виробів.

Завдяки несиметричній будові (два атоми водню і один атом кисню) молекула води утворює електричний диполь. Подібна сполука, яку називають вільною водою, має високу діелектричну проникність -  $\varepsilon_B \geq 80$ . Але вода може перебувати у складі матеріалу об'єкту контролю не обов'язково у вигляді вільної вологи з такими діелектричними властивостями. У більшості випадків маємо присутність зв'язаної вологи, яка може суттєво відрізнятися, як діелектричною проникністю, так і електропровідністю і ці параметри є залежними від температури.

Зволоження матеріалу вільною водою можливе за рахунок їх властивості до гігроскопічності – поглинання вологи гідрофільними (схильними до змочування водою) матеріалами пористої будови безпосередньо з повітря. Властивий таким матеріалам папілярний ефект

приводить до насичення матеріалу вільною вологою, яка завжди присутня у повітрі особливо при підвищеній його вологості.

Для прикладу розглянемо контроль вологості тканин або паперу, як матеріалів з явно вираженою капілярно-пористою структурою, яка легко здатна зволожуватися при перебуванні на повітрі. Необхідність такого контролю продиктована взаємовідносинами між виробниками тканин і торговельною організацією - магазином. Виробник продає тканину за її вагою, а магазин – за її довжиною. У цих двох суб'єктів протилежні вимоги щодо ваги тканини, тому жорстко стоїть вимога до контролю вологості неруйнівним методом.

Універсальним методом контролю вологості матеріалів є гравітаційний метод, який передбачає визначення вологості, як відношення різниці ваги зволоженого і висушеного матеріалу до ваги останнього. Так ще й сьогодні виконується контроль вологості зерна, тканин, паперу, деревини та багатьох інших матеріалів.

Недоліком такого контролю є те, що його реалізація можлива лише для зразків матеріалів, що не виключає можливість пропуску браку. До того ж в багатьох випадках такий метод є руйнівним, адже для його реалізації необхідно видалити зразок матеріалу, наприклад – відрізати від рулону тканини шматок матеріалу.

Для неруйнівного контролю вологості згаданих матеріалів можемо використати два способи реалізації електричного методу. Для вимірювання вологості тканин, паперу зерна та багатьох інших матеріалів використовується конденсаторний спосіб вимірювального перетворення з визначенням ємності, яка функціонально залежить від процентного вмісту води в контрольованому матеріалі. Залежність ємності конденсаторного перетворювача визначається високим значенням коефіцієнту діелектричної проникності води, яка за рахунок капілярного ефекту пористої структури подібних матеріалів вбирається з повітря – гігроскопічний ефект.

Альтернативним електричним методом контролю вологості є використання взаємодії контрольованого матеріалу з електромагнітним випромінюванням надвисокої частоти. При цьому вимірювальним параметром залежним від вологості є величина затухання інтенсивності випромінювання при «просвічуванні» ним об'єкту контролю чи відбитті випромінювання від такого об'єкту за рахунок енергетичних втрат на поляризацію контрольованого матеріалу та втрат за рахунок електропровідності зв'язаної води в матеріалі і викликані цим взаємодією електромагнітного випромінювання з електричним полем утворених в такому матеріалі вихрових струмів.

Перевагою методу використання випромінювання надвисокої частоти є безконтактність контролю. Проте відносна складність реалізації (необхідність використання генератору надвисоких частот та вимірювачів інтенсивності коливань таких генераторів) та необхідність виконання вимог захисту оператора від можливості опромінення «жорстким»

надвисокочастотним ( $> 1\text{ГГц}$ ) електромагнітним випромінення стримують практичне впровадження цього методу контролю.

### Конденсаторний спосіб контролю вологості тканин та паперу

Даний спосіб передбачає протягування контрольованого матеріалу (тканини чи паперу) між обкладинками конденсаторного вимірювального перетворювача. Ємність конденсатору визначимо представивши гігроскопічну вологу окремим виділеним шаром товщиною  $h$ . При цьому ємність плоского конденсатору з площею пластин  $S$  та відстанню між ними  $d$  представляється еквівалентною схемою з трьох послідовно з'єднаних конденсаторів з однаковою площею пластин, але різними відстанями між ними та різними фізичними діелектриками (Рис.5-26).

Ємність таких еквівалентних конденсаторів становить:  $C_1 = \frac{\varepsilon_0 S}{d - h - H}$ ;

$C_2 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_B S}{h}$ ;  $C_3 = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_M S}{H}$ , де  $h, H$  – товщина еквівалентного шару гігроскопічної вологи та товщина об'єкту контролю.

При цьому ємність конденсаторного перетворювача становить:

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_B \varepsilon_M S}{h \varepsilon_M (1 - \varepsilon_B) + H \varepsilon_B (1 - \varepsilon_M) + \varepsilon_B \varepsilon_M d}, \quad (5.43)$$

Звідси, товщина штучно виділеного шару вологи  $h$  становить:

$$h = \left( \frac{\varepsilon_B}{\varepsilon_B - 1} \right) \frac{C[H(1 - \varepsilon_M) + \varepsilon_M d] - \varepsilon_0 \varepsilon_M S}{C \varepsilon_M} \quad (5.44)$$

Значення вологості матеріалу знаходимо, як відношення ваги вологи до ваги сухого матеріалу:

$$\gamma_{\text{в\%}} = \frac{\rho_A}{\rho_i} \left( \frac{\varepsilon_B}{\varepsilon_B - 1} \right) \frac{C[H(1 - \varepsilon_M) + \varepsilon_M d] - \varepsilon_0 \varepsilon_M S}{C \varepsilon_M} 100\% \quad (5.45)$$

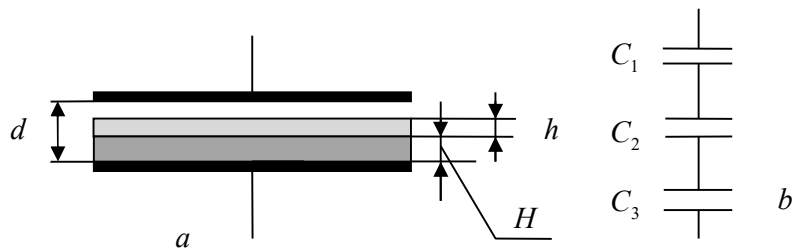


Рис. 5.26. Схема конденсаторного вимірювання вологості тканини (паперу)

При реальних розмірах пластин плоского конденсатору для вимірювання вологості тканин або паперу в умовах їх виробництва величина зміни ємності за рахунок вологості на її допустимому рівні може становити величину, яка становить долю відсотка від значення ємності перетворювача. Для підвищення точності такого вимірювання необхідно

мати можливість значно збільшити крутизну виміральної характеристики, що можливо при використанні фазочастотної характеристики високодобротного резонансного контуру, до складу якого включено вимірвальний конденсаторний перетворювач, як показано на рисунку 5.27.

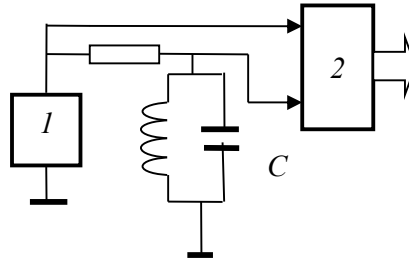


Рис.5.27. Схема вимірювання ємності конденсаторного перетворювача  
1 – генератор; 2 – фазометр.

Фазочастотна характеристика ланцюга з опору  $R$  та паралельного резонансного контуру з індуктивності  $L$  та ємності конденсаторного вимірального перетворювача  $C$  має вигляд:

$$\varphi = \arctg \frac{\omega LR(1 - \omega^2 LC) + \omega r^2 CR}{rR(1 - \omega^2 LC) + \omega^2 L(L + CrR)} \quad (5.46)$$

Отриманий вираз визначення значення фазового зсуву при зміні ємності конденсаторного перетворювача за рахунок гігроскопічного зволоження контрольованого матеріалу можемо без суттєвих втрат точності спростити:

$$\varphi = \arctg \frac{R(1 - \omega^2 LC)}{\omega L} \quad (5.47)$$

Нульовій вологості має відповідати нульовий фазовий зсув напруги на резонансному контурі, для чого резонансна частота контуру повинна співпадати з частотою сигналу генератора. Тоді при відповідній вологості контрольованого матеріалу матимемо практично пропорційне зростання ємності конденсаторного перетворювача на величину  $\Delta C$ , що приведе до зміни фази вихідного сигналу резонансного контуру на величину  $\Delta\varphi$ :

$$\Delta\varphi = \arctg(-R\omega\Delta C) \quad (5.48)$$

Для реєстрації значення вологості в відносних величинах чи процентах необхідно виконати градуювання системи контролю використовуючи еталонні зразки зволоженого матеріалу.

Іншим варіантом простого вимірального перетворення ємності конденсаторного перетворювача у величину, яка є зручною для її перетворення у цифровий код, може бути перетворення її у частоту. Для подібного перетворення можемо включити ємнісний перетворювач до складу паралельного резонансного контуру генератору (Рис.5-28). При цьому маємо пам'ятати, що частота генерації генератору не обов'язково співпадає з резонансною частотою. Для того, щоб такий збіг мав місце з

встановленою допустимою похибкою, необхідно використовувати контур з відповідною високою добротністю  $Q$ .

Частота генератору на основі паралельного резонансного контуру знаходиться, як правило, в межах полоси пропускання контуру  $f_{рез.} \pm \Delta f$ , де  $\Delta f$  становить:

$$\Delta f = \frac{f_{рез.}}{2Q} \quad (5.49)$$

Для того, щоб частота генератора не відрізнялася від резонансної частоти контуру на величину не більш ніж 0,1%, добротність контуру повинна становити  $Q \geq 500$ . При ємності вимірювального конденсаторного перетворювача в межах 1000  $n\phi$  індуктивність контуру генератора може бути біля 25  $m\Gamma n$  при опорі дроту не вище 3  $ом$ .

Розглянутий метод контролю вологості матеріалів передбачає повну відсутність електропровідності вологи, яка абсорбується матеріалом об'єкту контролю, або електропровідності, яка може виникати за рахунок взаємодії вологи з цим матеріалом.

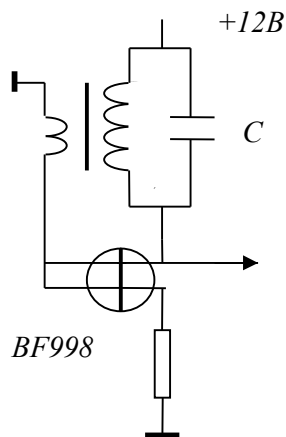


Рис. 5.28. Електронний генератор, як вимірювальний перетворювач ємності

Універсальний спосіб реалізації конденсаторного контролю якості діелектричних матеріалів полягає у визначенні крім ємності конденсаторного перетворювача ще й його кута втрат. Конденсаторний перетворювач з реальним діелектриком між його пластинами представляється еквівалентною схемою заміщення показаною на рис. 5.29.

Введений в еквівалентну схему опір  $r_{amp.}$  враховує енергетичні витрати на поляризацію діелектрика, а також на електропровідність, наприклад водних розчинів солей та зв'язаної вологи, якщо вона має ознаки електропровідності. Наявність опору втрат приводить до появи кута втрат – значення фазового зсуву невідповідності квадратурі між струмом і напругою реального конденсаторного перетворювача.

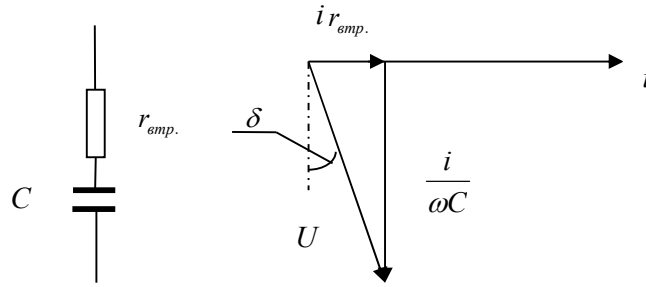


Рис.5.29. Визначення кута втрат конденсаторного перетворювача  
Значення кута втрат становить:

$$\delta = \arctg(r_{\text{втр.}} \omega C) \quad (5.47)$$

В залежності від реальної якості ізолятору між пластинами значення кута втрат може бути в межах  $0,001^\circ - 5^\circ$ . Безпосереднє вимірювання фазового зсуву  $\delta^\circ$  особливо його мінімальних значень вимагає використання пропорційного збільшення фазового зсуву, що можемо виконати шляхом використання методу множення значення фазового зсуву з допомогою стробоскопічного перетворення частоти (дивись розділ 3.2.8).

Схема вимірювального перетворення фазового зсуву кута втрат конденсаторного перетворювача показана на рис.5-30. Для формування сигналу з однаковою фазою зі струмом конденсаторного перетворювача послідовно з ним включено активний опір  $R$ . В результаті маємо два сигнали: падіння напруги на конденсаторному перетворювачі  $U_C$  та падіння напруги на опорі  $R$  з фазою струму, що протікає через конденсаторний перетворювач. Фазовий зсув  $\varphi$  цих сигналів становить  $\varphi = 90^\circ + \delta^\circ$ .

Визначення фазового зсуву кута втрат виконують на частотах сигналів  $f > 10^5$  Гц. Такий сигнал задається генератором 1 (рис. 5.30). З допомогою формувачів коротких імпульсів 2,3 в моменти нуль-пересічень синусоїдальних сигналів  $U_R$  та  $U_C$ , які відповідають максимуму позитивних похідних, вказані сигнали представляються періодичними імпульсами  $U_C(nT)$  та  $U_R[nT - T(90^\circ + \delta^\circ)/360^\circ]$  тривалістю  $\tau \ll T$ . Принцип такого перетворення форми сигналів пояснений в розділі 3.

Отриманими імпульсами періодично відкриваються електронні ключі 4, 5 формуючи таким чином вибірки сигналу додаткового високочастотного генератору 8. Значення вибірок запам'ятовуються (фіксуються на час тривалості вибірок) конденсаторами 6 і 7.

Коефіцієнт множення фазового зсуву  $k$  вибирається кратним 4, наприклад  $k = 20$ . Тоді результуюче значення фазового зсуву  $\theta^\circ$  становитиме:

$$\theta^\circ = k(90^\circ + \delta^\circ) = 5 \cdot 360^\circ + 20\delta^\circ. \quad (5.48)$$

Фазометр вимірюватиме фазовий зсув рівний  $20\delta^\circ$ .

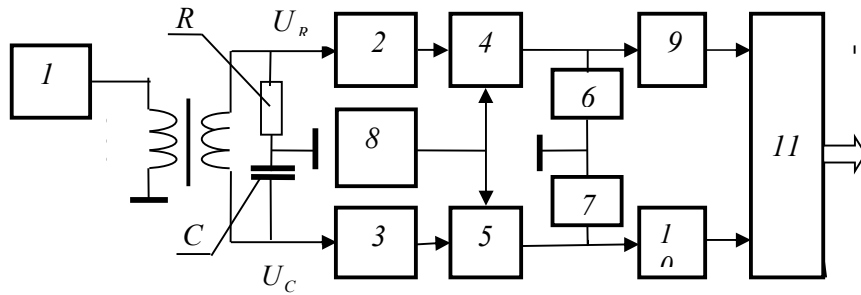


Рис. 5.30.Схема вимірювання фазового зсуву кута втрат конденсаторного перетворювача

1 – генератор сигналу; 2,3 – формувачі коротких імпульсів в моменти нуль-пересічень сигналів; 4,5 – ключі; 6,7 – конденсатори (фіксатори значень сигналів вибірок); 8 – генератор високочастотного сигналу; 9,10 – фільтри нижніх частот; 11 - тригерний фазометр.

Для забезпечення такого коефіцієнту множення фазового зсуву частоту додаткового генератору  $f_0$  вибираємо згідно (5.49):

$$f_0 = 20f + F, \quad (5.49)$$

де  $F$  – частота вихідних сигналів двоканального стробоскопічного перетворювача частоти, значення якої вибираємо за умови  $F \ll f$ , наприклад при  $f = 100 \text{ кГц}$ ,  $F = 10 \text{ кГц}$  значення частоти додаткового генератора має становити  $2,01 \text{ МГц}$ .

#### 5.4. Електричні вимірювальні перетворювачі деформації

Контроль деформації матеріалів конструкцій виконується в основному використанням резистивних вимірювальних перетворювачів на основі мікродроту з константану або інших матеріалів з високим значенням питомого електричного опору. Нанесений на паперову основу, у вигляді видовжених петель, мікродріт діаметром приблизно  $20 \text{ мкм}$  приєднується з допомогою клею до поверхні контролюваного об'єкту так, щоб напрямок петель співпадав з напрямком вимірювання деформації. При цьому вихідним параметром такого вимірювального перетворювача є величина приросту електричного опору, яка в першому наближенні пропорційна величині деформації.

Недоліком резистивних вимірювальних перетворювачів є зміна їх електричного опору від часу та від числа циклів знакозмінного навантаження на перетворювач у процесі його використання. Це практично не дає можливості застосовувати резистивні перетворювачі, як засоби контролю вбудовані в конструкцію для довготривалого використання.

В сучасній техніці лінійних вимірювань добре себе зарекомендували індуктивні вимірювальні перетворювачі. Такий перетворювач можемо представити котушкою індуктивності виконаною на магнітопроводі з зазором, величину якого необхідно вимірювати (рис. 5.31). З метою



уникнення втрат за рахунок вихрових струмів використовують магнітопровід з листового феромагнітного матеріалу або фериту.

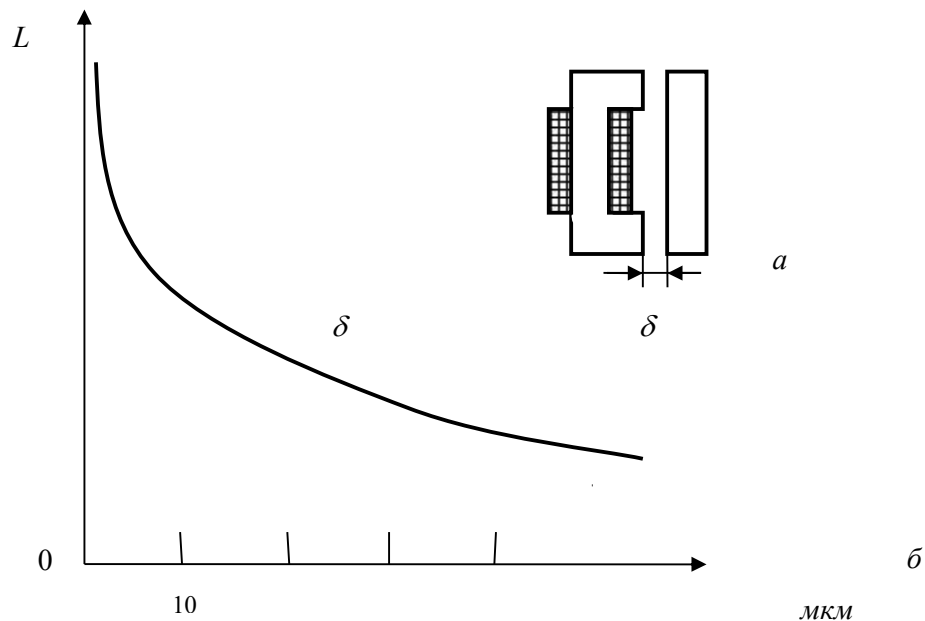


Рис.5.31. Індуктивний вимірювальний перетворювач лінійних величин.  
 $a$  – будова перетворювача;  $b$  – вимірювальна характеристика.

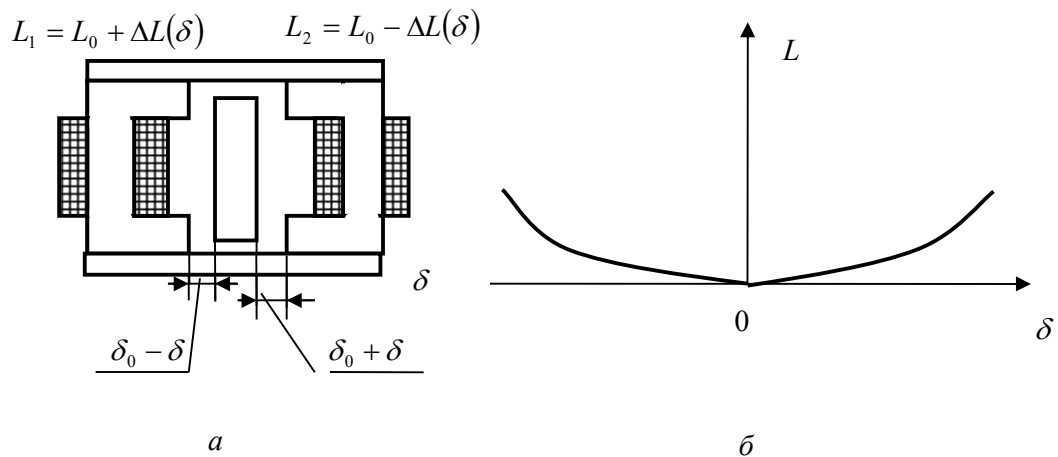


Рис. 5.32. Диференційний індуктивний перетворювач.  
 $a$  – будова перетворювача;  $b$  – вимірювальна характеристика.

Для зниження впливу температури навколишнього середовища на точність вимірювання лінійних величин та лінеаризації вимірювальної характеристики використовують диференційну схему перетворювачів представлену на рис. 5.32. З допомогою такого перетворювача вимірюється відстань між феритовим осердям котушки індуктивності, наприклад  $L_1$ , і феритової перемички.

Максимальна крутизна вимірювальної характеристики індуктивного перетворювача відповідає ділянці з малим значенням зазору в його магнітній ланцюзі (Рис. 5.31б). Диференційна схема будови індуктивного вимірювального перетворювача, яка показана на рис.5-31, не використовує в повній мірі цю перевагу адже початку його шкали відповідає максимальне значення зазорів.

Одним з важливих застосувань індуктивних вимірювальних перетворювачів є їх використання для контролю деформації конструкцій. Такі перетворювачі мають забезпечувати високу точність вимірювань мінімальних значень лінійних параметрів, адже граничні значення деформації при базі вимірювання  $B$  (відстань між рухомою і нерухомою частинами перетворювача) визначаються з наступного рівняння:

$$\delta = B \frac{P_{\text{Гран.}}}{E}, \quad (5.50)$$

де  $P_{\text{Гран.}}$  - межа міцності або граничне значення допустимого механічного напруження матеріалу об'єкту контролю при розтяганні;

$E$  – модуль пружності матеріалу конструкції (модуль Юнга).

Межа міцності конструкційних сталей на розтяг становить (38 - 42)  $\text{кг/мм}^2$ , леговані сталі мають в декілька разів кращі показники. Так сталі леговані кремнієм, хромом та марганцем мають показник межі міцності рівний  $155 \text{ кг/мм}^2$  та модуль пружності  $E = 21 \cdot 10^3 \text{ кг/мм}^2$ . Вуглецеві сталі мають межу міцності в межах (32 - 80)  $\text{кг/мм}^2$  та їх модуль пружності на розтяг (модуль Юнга) не перевищує  $20\,000 \text{ кг/мм}^2$ .

Таким чином при використанні бази вимірювання деформації рівній 10 мм максимальна деформація легованих сталей не перевищить 75 мкм, а для простих за маркою вуглецевих сталей при тому ж значенні бази вимірювання граничне значення деформації складе всього 40 мкм. Для вимірювання таких малих відстаней необхідно максимально використати ділянку вимірювальної характеристики індуктивного перетворювача з максимальною крутизною.

Зберігаючи переваги диференційної конструкції індуктивного вимірювача лінійних величин нами використана конструкція вимірювального перетворювача показана на рис. 5.32, а. Дві котушки індуктивності розміщених на підковоподібних феритах механічно з'єднані між собою і утворюють рухомий безпосередньо не зв'язаний з об'єктом контролю блок вимірювального перетворювача. Цей блок встановлюється між двома феритовими прямокутними елементами прикріпленими клеєм до поверхні об'єкту контролю на відстані бази вимірювання  $B$  один від одного у напрямку вимірювання деформації. Такі феритові елементи використовуються як якорі для індуктивностей на підковоподібних феритах.

При відсутності деформації зазори між феритами, на яких знаходяться котушки індуктивності, та приєднаними клеєм до поверхні об'єкту контролю на відстані бази вимірювання феритовими якорями

відсутні і маємо максимальне значення індуктивності кожної з котушок. Для виключення можливості виникнення зазорів внаслідок вібрацій чи інших факторів ферити з котушками індуктивностей притискаються з певною порівняно невеликою силою до феритових якорів з допомогою пружної вставки 4 – резинової смужки.

При виникненні деформації розтягу маємо рівне величині такої деформації збільшення зазору для феритового осердя 5. При деформації стиснення відстань між приклеєними феритовими елементами 3 і 5 зменшується, що приводить до появи зазору між феритовим осердям 1 і приєднаним до поверхні об'єкту елементом 3. При цьому стискається пружна вставка 4, яка використана для притискання феритів до поперечних вставок при відсутності деформації.

В присутності зазору в ланцюзі фериту, що має місце при виникненні деформації, індуктивність котушки зменшується за рахунок магнітного опору утвореного зазору в магнітному ланцюзі:

$$L = \frac{W^2}{R_M + R_\delta} \quad (5.51)$$

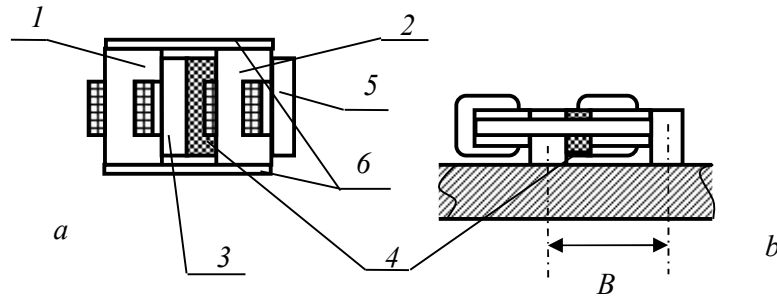


Рис. 5.33. Диференційний індуктивний перетворювач деформації.

*a* – вид згори; *b* – вид збоку.

1, 2 – підковоподібні ферити з котушками; 3, 5 – ферити бази вимірювання, які приклеєні до поверхні об'єкту контролю; 4 – пружна вставка; 6 – пластини з'єднання феритів з котушками.

Величина зміни індуктивності котушки, в магнітній системі якої виник зазор за рахунок відповідного знаку деформації, становить:

$$\Delta L = \mu_0 \mu_\phi S_\phi W^2 \frac{\delta \mu_\phi}{l_\phi (l_\phi + \mu_\phi \delta)} \quad (5.52)$$

де  $\mu_\phi$  – магнітна проникність фериту.

Враховуючи  $\delta \ll l_\phi$  вираз для  $\Delta L$  представимо у наступному вигляді:

$$\Delta L = \left( \frac{\mu_0 \mu_\phi^2 S_\phi W^2}{l_\phi^2} \right) \delta \quad (5.53)$$

Фактична магнітна проникність фериту залежить від частоти електромагнітного поля, яке відтворюється витками котушки при пропусканні ними змінного струму. Так як реальне значення тангенсу кута

втрат котушки індуктивності на частоті  $1\text{ МГц}$  становить  $0,015$ , це дозволяє визначити фактичне значення відносної магнітної проникності фериту в залежності від частоти струму у котушці згідно нижче наведеного виразу:

$$\mu_{\delta} = \frac{l_{\delta} r}{\mu_0 \omega W^2 S} \cdot \frac{1}{\operatorname{tg} \delta} \quad (5.54)$$

Експериментальні дослідження котушок індуктивності виконаних на замкнутих кільцях з нікель-цинкового фериту дали можливість визначити магнітну проникність таких феритів на частоті  $1\text{ МГц}$  на рівні  $45$ .

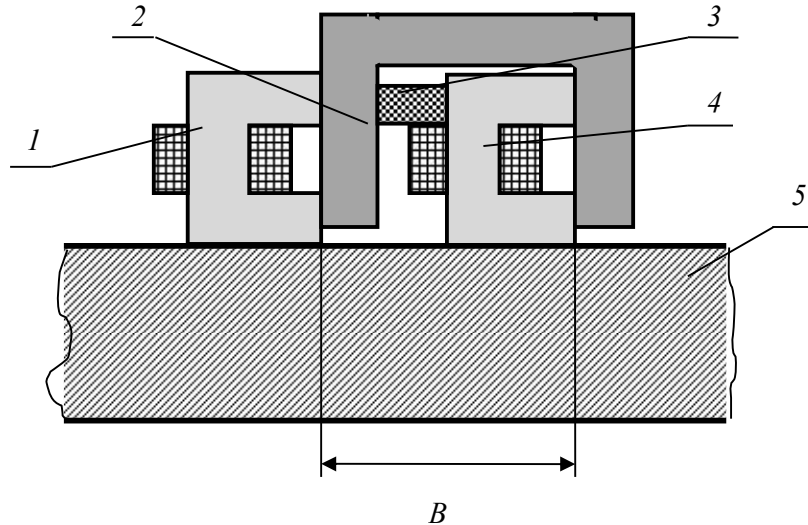


Рис. 5.34. Принцип будови індуктивного вимірювача деформації (схематично)

1,4 – індуктивності (котушки на підковоподібних феритах); 2 – ярмо з фериту; 3 – резинова прокладка; 5 – об'єкт контролю.

Інший варіант побудови індуктивного вимірювального перетворювача за даним принципом (Рис.5-34) використовує, як рухомий елемент системи ярмо частину. Як і в попередньому варіанті перетворювач використовує 4 елементи: дві котушки на феритах, ярмо та резинову прокладку в якості пружини. Принцип будови такого перетворювача відрізняється більшою простотою.

Можливі декілька варіантів побудови вимірювального тракту системи контролю деформації на основі використання індуктивного вимірювального перетворювача. На рис. 5.35 представлено схему амплітудного порівняння напруг на резонансних контурах виконаних на базі індуктивностей перетворювача. Включення індуктивних перетворювачів до складу резонансних контурів виконується з метою збільшення перепаду напруги на вимірювальному перетворювачі при зміні його індуктивного опору за рахунок зазору в магнітній системі.

Зміна напруги на одному з контурів в залежності від знаку вимірюваної деформації визначається величиною зміни значення резонансної частоти цього контуру. Залежність різниці амплітуд вихідних

сигналів резонансних контурів від величини і знаку деформації показані на рис.5.37.

При появі зазору в магнітному ланцюзі однієї з котушок перетворювача внаслідок деформації розтягу чи стиснення абсолютне значення різницевого сигналу котушок перетворювача пропорційне наступному спрощеному виразу:

$$\Delta U = \frac{R(L - \Delta L)[1 - \omega^2(L - \Delta L)C]}{\omega(L - \Delta L)^2} \quad (5.55)$$

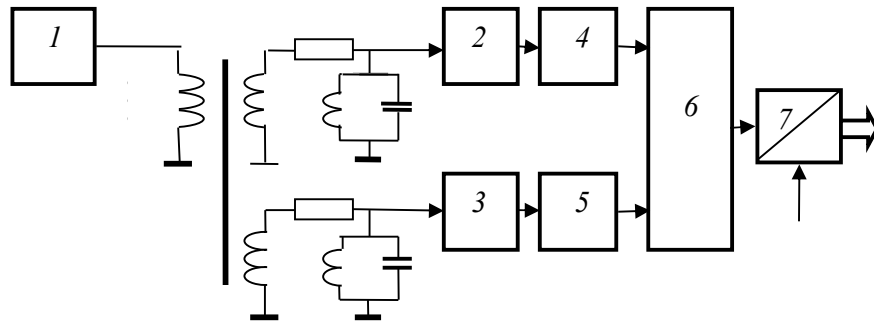


Рис. 5.35. Функціональна схема вимірювача деформації диференціальним індуктивним перетворювачем

1 – генератор; 2,3 – повторювачі на польових транзисторах; 4,5 – випрямлячі; 6 – диференціальний підсилювач; 7 – АЦП.

Тут  $\Delta L$  - величина зміни індуктивності відповідної котушки внаслідок появи зазору в її магнітній системі.

На рис. 5.35 приведена схема вимірювання деформації з допомогою такого ж індуктивного вимірювального перетворювача, яка передбачає перетворення деформації у пропорційне (у першому наближенні) значення фазового зсуву вихідних сигналів резонансних контурів. Особливістю такого вимірювального перетворення є використання фазочастотної характеристики резонансних контурів, висока крутизна якої забезпечує високу роздільну здатність вимірювального перетворення величини деформації. Залежність фазового зсуву сигналів контурів від зміни індуктивності котушок має вигляд:

$$\varphi(\Delta L) = \arctg \frac{R(1 - \omega^2 LC)}{\omega L} \quad (5.56)$$

Певним недоліком використання феритів в вимірювальних перетворювачах є залежність значення їх магнітної проникності від температури. Використовуючи в вимірювальному перетворювачі (Рис.5-36) диференціальне включення двох ідентичних котушок індуктивності на вході вимірювача фазового зсуву дозволяє фактично компенсувати цю залежність.

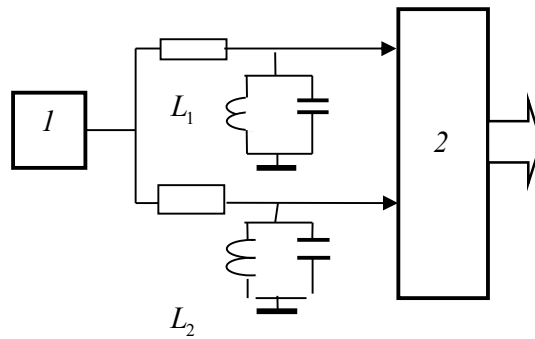


Рис. 5.36. Визначення величини і знаку деформації шляхом вимірювання фазових зсувів сигналів індуктивного перетворювача  
1-генератор; 2- фазовимірювальний перетворювач.

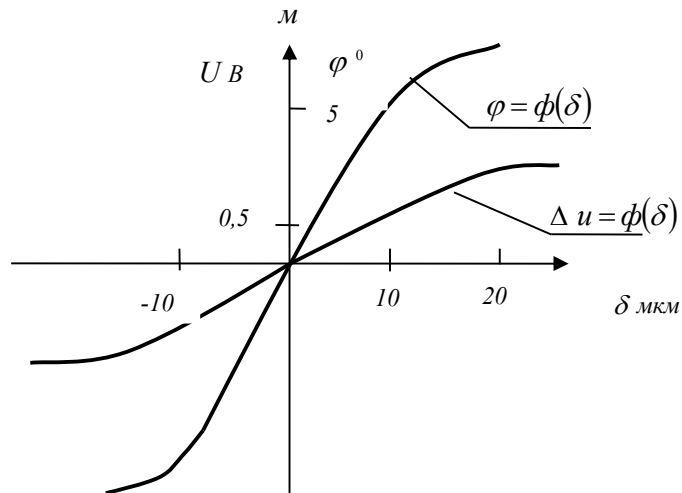


Рис. 5.37. Розрахункова залежність напруги і фазового зсуву від величини деформації

## РОЗДІЛ 6. ОПТИЧНІ ТА ТЕПЛОВІ СИСТЕМИ НЕРУЙНІВНОГО КОНТРОЛЮ

### 6.1. Вимірювальні перетворювачі оптичних систем

Основними вимірювальними перетворювачами автоматизованих оптичних систем неруйнівного контролю є засоби фотометрії для перетворення інтенсивності оптичного випромінювання в пропорційний електричний сигнал [36]. До таких засобів можемо віднести *фоторезистор*, *фотоелемент*, *фотодіод* та комплексні фотоелектронні системи: розрахований на досягнення високої чутливості *фотоелектронний помножувач*, оптичний перетворювач з можливістю перетворення двохмірної проекції оптичного зображення в послідовність електричних сигналів, яким є електронно-вакуумна передаюча трубка (*відікон*) та матричний оптичний приймач розрахований на цифрове представлення елементів оптичного зображення з високою просторовою дискретністю - *двомірна матриця приладів з зарядовим зв'язком* (ПЗЗ).

В основі фотоелектричних ефектів лежить квантовий перехід електронів напівпровідникових та діелектричних матеріалів у стан збільшеної енергії при поглинанні ними енергії фотонів електромагнітних випромінювань видимого оптичного діапазону. Першовідкривачем цього явища вважається *G. Hertz (1887р.)*, а фундаментальні дослідження належать *Ph. Lenard* та *J.J. Tomson (1889р.)*.

Явище *фотопровідності*, яке вперше спостерігалось *W. Smith* в 1873 р. при вивченні фотоелектричного ефекту аморфного кремнію, полягає у виникненні електропровідності в напівпровідниковому матеріалі внаслідок зміни концентрації носіїв заряду під дією на нього світла. *Фотопровідність* або *фоторезистивний ефект* виникає при умові достатності енергії фотонів  $\hbar\omega$  (тут  $\hbar$  - постійна Планка,  $\omega$  - колова частота випромінювання) для збудження і відрив електронів з атомної структури матеріалу і створення таким чином електронів провідності чи їх антиподів – дірок.

Фотопровідність особливо проявляється при опроміненні речовин ультрафіолетовим або більш жорстким рентгенівським або гама-опроміненням, енергія фотонів яких достатня, щоб не просто вирвати електрон з атомної структури речовини, але й надати йому достатню кінетичну енергію для іонізації інших атомів.

До фоторезистивних матеріалів, які добре вивчені та використовуються для вимірювання інтенсивності в широкому діапазоні електромагнітних випромінювань, належать: сульфід кадмію та селенід кадмію (*CdS*, *CdSe*) – для видимого оптичного діапазону, для інфрачервоного діапазону випромінювань з довжинами хвиль до 40 мкм –

кремній та германій (*Si*, *Ge*), для ультрафіолетового та рентгенівського діапазону випромінювань – сульфід та селенід свинцю (*PbS*, *PbSe*).

*Фотоелемент*, як генератор електрорушійної сили (ЕРС) під дією електромагнітного випромінювання, представляє собою легований домішками напівпровідний матеріал. В області *p-n* переходу або контакту напівпровідникового матеріалу з металом (гетероперехід), що змінює ширину зони рухомості носіїв заряду, виникає фотоЕРС, яка залежить від інтенсивності випромінювання. Цей ефект сьогодні широко використовується для перетворення енергії сонячного випромінювання в електричну енергію. Фотоелементи також широко використовуються в різноманітних автоматичних системах в якості сенсорів.

*Фотодіод* представляє собою напівпровідниковий легований домішками фотоелектричний матеріал з електронно-дірковим (*p-n*) переходом, що забезпечує його односторонню провідність. Можливі два режими роботи фотодіоду: під дією постійного струму зовнішнього електричного джерела та генераторний режим, коли фотодіод використовується, як фотоелемент. В першому випадку інтенсивність електромагнітного випромінювання, що діє на матеріал фотодіоду, використовується для зміни електричного струму в ньому.

Фотодіоди використовуються в якості приймачів інфрачервоного, видимого та навіть рентгенівського випромінювань в залежності від використаного напівпровідникового матеріалу. Для інфрачервоного діапазону випромінювань використовують фотодіоди з легуваних *Ge* та *Si*. Германієві фотодіоди також використовуються, як прецизійні детектори рентгенівського та  $\gamma$ - випромінювань. Для підвищення точності таких детекторів їх охолоджують до температури рідкого азоту.

*Фотоелектронний помножувач* представляє собою систему фотоелектричних елементів, які на відміну від вищерозглянутих фотоперетворювачів використовують зовнішній фотоэффект – фотоелектронну емісію в вакуумне середовище під енергетичною дією електромагнітного випромінювання, з однієї сторони, та електростатичного поля – з другої сторони. Конструкція фотоелектронного помножувача представлена у вигляді глибоко вакуумованого середовища з розміщеними, як показано на рис.6-1 фотокатодом 1, рядом електродів 2, які названі дінодами або емітерами, та анодом 3.

Кількість дінодів у складі фотоелектронного помножувача може бути до (15 - 20). Постійна напруга на кожному з цих дінодів відносно потенціалу катода встановлюється на (50 -100) В вище ніж у попереднього.

Катод підігривається з метою максимального зменшення енергії виходу електронів і можливості відтворення в його матеріалі зовнішнього фотоэффекту, який закінчується емісією електронів. Електрони, вийшовши за межі потенціального бар'єру матеріалу катода продовжують збільшувати свою енергію за рахунок електричного поля між дінодами. При цьому фотоелектронний ефект за рахунок їх взаємодії з матеріалом дінодів постійно збільшує потік вторинних електронів. Коефіцієнт



підсилення електронного потоку залежить від числа діодів і може сягати ( $10^9 - 10^{11}$ ), що гарантує поріг чутливості фотоелектронного помножувача на рівні ( $10^{-9} - 10^{-12}$ ) лм.

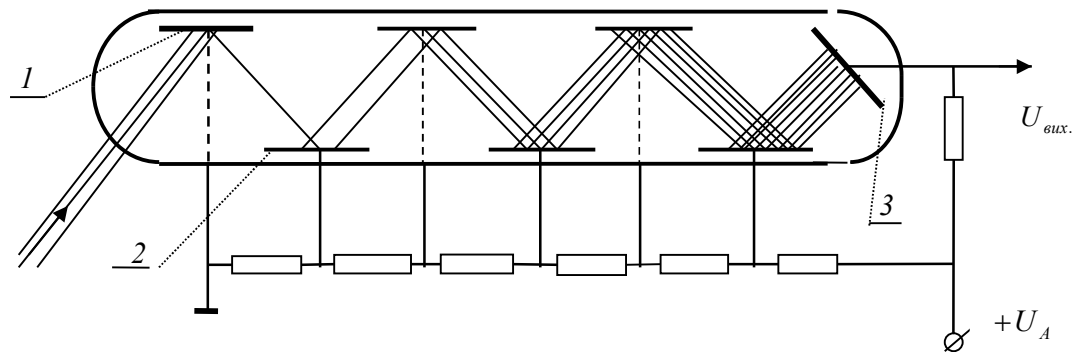


Рис.6.1. Фотоелектронний помножувач  
1 – катод; 2 – діод; 3 – анод.

*Відікон* – телевізійна система прийому зфосуваних об'єктивом оптичних зображень, їх розділення на елементи та перетворення цих елементів в послідовність електричних сигналів. Представляє собою електровакуумну систему з плоскою мішенню виготовленої з фоточутливого матеріалу, наприклад з  $SbS_3$  або  $PbO$  та покритої зі сторони проєктованого на мішень зображення шаром металу товщиною приблизно (1-3) мкм прозорим для світла.

Підігрівний катод 1 (Рис.6.2) емітує потік електронів, який магнітним або електростатичним полем системи фокусування 2 формується у в тонкий промінь, що з допомогою іншої магнітної або електростатичної системи 3 зміщується в горизонтальному і вертикальному напрямках скануючи мішень.

В моменти часу, коли електронний промінь не контактує з даним елементом мішені інтенсивність оптичного випромінювання, яке освітлює даний елемент, змінює його потенціал за рахунок внутрішнього фотоефекту. Електронний промінь виконує роль електричного провідника, який періодично з частотою (24 - 25) Гц замикає елемент мішені до нульового потенціалу заземленого катоду трубки.

Заряд кожної точки мішені є пропорційним рівню освітлення цієї точки сфокусованим на мішені оптичним зображенням. Таким чином в замкнутому ланцюзі виникає струм і його падіння на вихідному опорі (Рис. 6-2b) і є елементом вихідної напруги відікону.

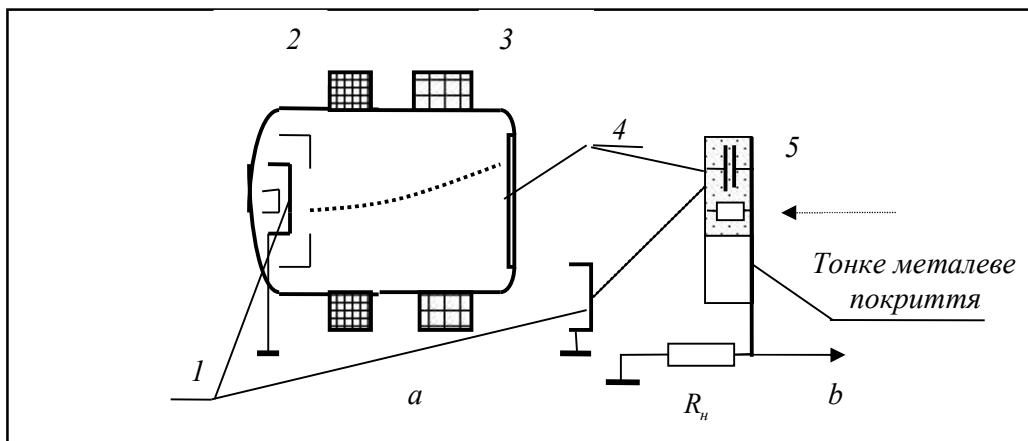


Рис.6.2. Відікон (схематично)

*a* – схема влаштування відікону; *b* – принцип формування вихідного сигналу.

- 1 – катод; 2 – система фокусування електронного променя;  
 3 – система відхилення електронного променя; 4 – мішень;  
 5 – елемент мішені.

Прилад з зарядовим зв'язком - ПЗЗ (CCD - Charge Coupled Device) представляє собою упорядкований у вигляді лінійки набір елементарних метал-оксид-напівпровідникових (МОХ) конденсаторів. Завдяки використанню для всіх елементів лінійки загального електрично не роз'єданого напівпровідникового шару накопичений кожним з таких конденсаторів заряд основних носіїв у вигляді електронів для напівпровідника *p*-типу чи дірок для напівпровідника *n*-типу можна кроками зміщувати від одного елементу до іншого під дією спеціально для цього відтвореного періодичного імпульсного електричного поля вздовж лінійки. Це дало можливість створити прості засоби аналогової пам'яті та лінії затримки сигналів.

Проте феноменального результату розробники такого приладу Willard Boyle і George Smith досягли використавши в якості напівпровідника світлочутливий кремній та відтворивши двовимірну матрицю ПЗЗ, поява якої зробила революційний скачок у розвитку фото- та відеотехніки, за що авторам розробки в 2009 році була присуджена Нобелівська премія з фізики.

Принцип дії лінійки (строки) ПЗЗ при прийомі оптичного випромінювання можна пояснити на прикладі показаному на рис. 6.3. Електроди 1 елементів лінійки (пікселів) – тонкі в декілька мкм прозорі для світла шари алюмінію або іншого металу шириною від декількох одиниць до десятків мкм, методом конденсації парів металу в вакуумі нанесені на поверхню пластини з напівпровідника *p*-типу з кварцу, поверхня якої на товщину у тисячні долі мкм окислена (переведена у стан оксиду кремнію -  $\text{SiO}_2$ ). Напівпровідникові властивості такого діелектричному матеріалу надані за рахунок домішок інших матеріалів з використанням технології епітаксії.

При освітленні елементу лінійки ПЗЗ за рахунок внутрішнього фотоэффекту частина атомів напівпровідника переходить у стан збудження, як від'ємного знаку (енергія фотону випромінювання перевела певний електрон атому в більш високий енергетичний стан), так і позитивного знаку, коли певний електрон покинув енергетичну систему атому. При цьому прийнято говорити про носіїв заряду: електрон – у першому випадку, і дірка, як результат утворення вакантного місця електронному полі атому – у другому випадку.

Завдяки позитивних напругах на нанесених на поверхні лінійки прозорих для світла електродах в напівпровіднику носії зарядів – електрони і дірки, не встигаючи рекомбінувати займають різне положення в товщі напівпровідника: дірки, як умовні частинки (квазічастинки) накопичуються в нижній частині, а електрони – в верхній частині

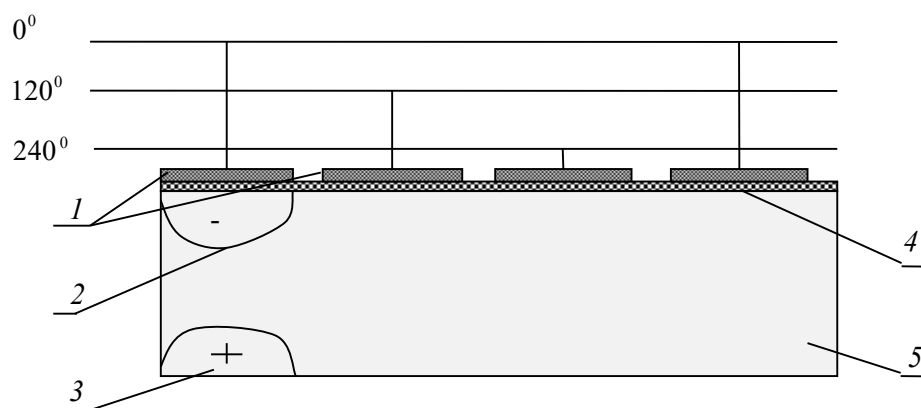


Рис.6.3. Лінійка ПЗЗ.

1 – електроди; 2 – потенційна яма заповнена від'ємними зарядами;  
3 – зона накопичення дірок; 4 – діелектрик; 5 – рів провідник *p*-типу.

напівпровідника на границі з діелектриком, утворюючи так звану потенційну яму, де вони можуть перебувати достатньо довго не маючи можливість рекомбінувати без можливості контакту з дірками.

Якщо на сусідній електрод елементу лінійки подати більш високий додатній потенціал, це рівносильне утворенню під ним на границі між напівпровідником і діелектриком більш «глибокої» потенційної ями, в яку перетече утворений заряд. Такий перетік зарядів елементів лінійки в сторону встановленого на виході АЦП виконують підключенням до електродів трьохфазної прямокутної імпульсної напруги, що змінюється в межах  $(0 - +U)$ : до електродів з номерами  $3i$ , де  $i=0,1,2...$  з нульовою початковою фазою, до електродів з номерами  $(3i+1)$  – з фазою рівною  $120^\circ$  та до електродів з номерами  $(3i+2)$  – з фазою  $240^\circ$ . Частота таких керуючих процесом переміщення зарядів напруг в залежності від необхідної швидкості зчитування фотоінформації з лінійки ПЗЗ може бути вибрана в межах  $(1 - 1000)$  МГц.

Сучасна двомірна матриця ПЗЗ відрізняється високою роздільною здатністю та чутливістю. При розмірі одного пікселю  $5 \text{ мкм}$  загальне їх

число в матриці може досягати  $\cdot 10^7$  при розмірі матриці значно меншій за площу одного кадру традиційної, але майже забутої завдяки ПЗЗ фотоплівки.

## 6.2. Когерентно-оптичні системи

Гомодинна інтерферометрія, яка використовує висвітлення на екрані результату просторового складання двох когерентних плоскополяризованих оптичних потоків з однаковими довжинами хвиль – опорного потоку з плоским фазовим фронтом та предметного потоку зі фазовим фронтом, який збурений за рахунок його відбиття від реальної поверхні об'єкту контролю або проходження через неоднорідне оптичне середовище, фактично реалізує принцип фазового детектування предметної оптичної хвилі [35]. В ролі нелінійного перетворювача – фазового детектора, виступає око людини, яка спостерігає інтерференційну картину, або фотовимірювальний перетворювач, з допомогою якого ця картина зчитується. І око людини, і фотовимірювальний перетворювач сприймають лише енергетичний вплив випромінювання, яке оцінюється яскравістю результату інтерференції двох оптичних потоків. Тому при інтерференції двох виділених зі згаданих потоків одиничних когерентних променів - опорного  $e_0(t) = E \cos \omega t$  та предметного  $e(t) = E \cos(\omega t - \varphi)$  результат їх інтерференції представляється середнім значенням результуючої яскравості сумарного променя:

$$I = \overline{[e_0(t) + e(t)]^2} = E \cos \varphi \quad (6.1)$$

В залежності від різниці довжин опорного і предметного когерентних променів в межах довжини хвилі оптичного випромінювання маємо два максимума і відповідно два мінімуми інтенсивності результату інтерференції, що в двохмірній картині такої інтерференції зумовлює появу світлих і темних поліс, розподіл яких називаємо інтерференційною картиною. Інтерференційна картина гомодинної інтерферометрії є по-суті записом фазового фронту відбитої поверхнею об'єкту контролю когерентної оптичної хвилі

Така інтерференційна картина представляє інформацію про геометрію поверхні об'єкту контролю – наявність поліс свідчить про різницю ходів опорного і предметного променів даної точки інтерферограми, що може бути відхиленням точок поверхні від ідеальної площини в напрямку освітлення цієї поверхні когерентним світлом. Аналізуючи число поліс інтерферограми можемо визначати величину такого відхилення з роздільною здатністю, яка дорівнює половині довжини використаного оптичного випромінювання. Так при використанні червоного світла лазера роздільна здатність становить  $\approx 0,3$  мкм.

Фотографуючи інтерференційну картину та використовуючи принципи інтерполяції можемо збільшити роздільну здатність в декілька раз.

Висока роздільна здатність гомодинної інтерферометрії та пряма залежність від різниці фаз оптичних коливань накладає високі вимоги до умов її реалізації. Для можливості спостереження інтерференційної картини необхідно виключити вплив щонайменших механічних коливань, які можуть впливати на довжину шляху розповсюдження оптичних коливань та руйнувати інтерференційну картину. Тому використання гомодинної інтерферометрії можливе лише в умовах спеціалізованих лабораторій з використанням устаткування, яке виключає можливість впливу механічних коливань.

Основним призначенням гомодинної інтерферометрії остається дослідження якості оптичних поверхонь. При цьому не виключається можливість дослідження деформаційних процесів зразків оптично прозорих матеріалів та визначення концентрації прозорих для світла розчинів. Реалізація інтерферометрів для контролю об'єктів з реальними розмірами можлива лише при умові забезпечення різниці ходів опорного і предметного променів суттєво менших за довжину когерентності лазера – джерела когерентного світла. При необхідності можлива автоматизація процесу фотозчитування і аналізу інтерференційної картини з використанням ПЗЗ камер.

### **Система гетеродинної інтерферометрії**

На відміну від гомодинної інтерферометрії, яка використовує інтерференцію двох оптичних когерентних плоскополяризованих випромінювань з однаковою довжиною хвилі і стаціонарним фазовими параметрами, гетеродинна інтерферометрія [40] використовує інтерференцію також двох оптичних випромінювань, які дещо відрізняються довжинами хвиль. Різниця частоти оптичних коливань може бути суттєвою з радіотехнічного погляду - до  $1\text{ ГГц}$ , але практично непомітної з оптичної точки зору, адже це означає зміну довжини хвилі оптичного випромінювання лише на  $10^{-4}\%$ .

Для можливості утворення інтерференційної картини між двома оптичними променями не дивлячись на те, що вони мають різні частоти, має бути детермінований, навіть жорсткий фазовий зв'язок, який у даному випадку визначається у вигляді гармонійної функції різницевої частоти: різниця поточних фаз предметного оптичного променя  $(\omega t + \varphi)$  і опорного променя  $[(\omega - \Omega)t + \varphi]$  визначається функцією зі стаціонарними частотою і початковою фазою  $(\Omega t + \varphi - \varphi)$ . Ця умова не допускає можливості використання оптичних випромінювань від двох різних джерел (лазерів) навіть, коли б їх частоти мали необхідну різницю. Адже випромінювання лазера у вигляді цугу коливань мають довільний момент появи, що означає

випадковість початкової фази цих коливань у відношенні до коливань іншого джерела.

Виходячи зі сказаного вище робимо висновок, що оптичні коливання з наперед визначеною різницею частот мають бути відтворені одним джерелом когерентного світла – лазером. Але при цьому необхідно виконати зсув частоти оптичного сигналу на фіксоване значення, що може бути реалізовано гетеродинним перетворенням частоти цих коливань.

Основною проблемою реалізації гетеродинної інтерферометрії при її застосуванні для контролю якості оптичних поверхонь є формування двох оптичних плоскополяризованих в одній площині випромінювань (інтерференція можлива лише при такій умові) з фіксованою різницею частоти.

Для виконання зсуву частоти оптичного випромінювання можна використати ідею відомого радіотехнічного принципу так званої однополосної модуляції, за яким зміна частоти вузькополосного континуального сигналу виконується при складанні вихідного сигналу подвійного балансного амплітудного модулятора високочастотного коливання низькочастотним модулюючим коливанням з вихідним сигналом такого ж подвійного балансного модулятора, на входи якого сигнали подаються зі зміною фаз на  $90^\circ$ , як високочастотного так і низькочастотного сигналів.

Реалізація подібної модуляції оптичного випромінювання можлива при використанні електрооптичного модулятора на основі лінійного електрооптичного ефекту Ф.Покельса, який передбачає використання оптично ізотропних п'єзоелектричних кристалів.

Модуляція інтенсивності оптичних випромінювань з початковими фазами векторів електричної напруженості в квадратурі може виконуватися на кристалі модулятора у вигляді видовженого паралелепіпеду, через який пропускається попередньо циркулярно поляризований оптичний промінь лазера. Якщо на металеві покриття бокових поверхонь кристала подати електричні модулюючі сигнали зсунуті за початковими фазами на  $90^\circ$ , матимемо класичну схему оптичного подвійного балансного модулятора – два оптичних сигнали з квадратурним фазовим зсувом взаємодіють з електричним полем двох квадратурних сигналів, частота яких суттєво нижча за частоту оптичних сигналів.

Функціональна схема гетеродинного інтерферометра представлена на рис.6.4. Плоскополяризований оптичний промінь випромінювання одномодового лазера 1 після його розширення та колімації оптичною системою лінз (коліматор на схемі не показаний) проходить поляризатор 2, який пропускає лінійно плоскополяризоване світло. Промінь такого світла з допомогою кутового відбивача (напівпрозорого дзеркала) 3 та дзеркала 4 розділяється на два паралельних променя.

На шляху одного з них знаходиться чвертьхвильова пластинка 5, що забезпечує циркулярну лівосторонню поляризацію світла. Отримане

циркулярно поляризоване світло проходить електрооптичний модулятор Покельса 6 у вигляді видовженого паралелепіпеду, матеріалом якого може бути кристали з п'єзоелектричними властивостями, наприклад - ніобат літію ( $LiNbO_3$ ), сульфату цинку ( $ZnS$ ), кристал типу  $XH_2PO_4$ .

На розташовані на протилежних бокових площинах кристалу модулятору металеві покриттями подаються зсунуті на  $90^\circ$  напруги фіксованої частоти, які формуються безпосередньо генератором 8 та встановленим на його виході 90-градусним фазообертачем 9. Частота модулюючого сигналу генератору 8 вибирається в межах  $(0,1 - 1) ГГц$ .

Кристал модулятору є оптично ізотропним. Проте під дією електричних змінних полів за рахунок підключених до його бокових електропровідних покриттів квадратурних напруг у кристалі виникає штучна анізотропія – зміна швидкості розповсюдження світла, що приводить до відповідної зміни коефіцієнту заломлення світла і, як наслідок – до модуляції кута поляризації оптичних сигналів з величиною індексу модуляції рівною  $\theta$  радіан.

Таким чином в одній площині кристалу електрооптичного модулятора, наприклад – в вертикальній, маємо оптичний сигнал з кутовою модуляцією площини поляризації функцією  $\theta \sin \Omega t$ . Представимо цей оптичний сигнал у наступному вигляді:

$$e_1(t) = E \sin(\omega t + \theta \sin \Omega t) \quad (6.2)$$

Тоді в іншій площині модуляції оптичний сигнал матиме вигляд:

$$e_2(t) = E \cos(\omega t + \theta \cos \Omega t) \quad (6.3)$$

На виході кристала електрооптичного модулятора діє сума оптичних сигналів:

$$e_{\text{а\text{в}0}}(t) = E \left[ \begin{aligned} &\cos \omega t \cdot \cos(\theta \cos \Omega t) - \sin \omega t \cdot \sin(\theta \cos \Omega t) + \\ &+ \sin \omega t \cdot \cos(\theta \sin \Omega t) + \cos \omega t \cdot \sin(\theta \sin \Omega t) \end{aligned} \right] \quad (6.4)$$

Враховуючи, що індекс фазової модуляції площин поляризації оптичних сигналів в кристалі електрооптичного модулятора  $\theta \ll 1$ , спростуємо вираз (6.4) замінюючи  $\cos(\theta \cos \Omega t) = 1$ ;  $\cos(\theta \sin \Omega t) = 1$ ;  $\sin(\theta \sin \Omega t) = \theta \sin \Omega t$ ;  $\sin(\theta \cos \Omega t) = \theta \cos \Omega t$ :

$$e_{\text{а\text{в}0}}(t) = E_1 \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{4}\right) - E_2 \sin(\omega - \Omega)t \quad (6.5)$$

Модульоване за кутом поляризації відповідно функціям  $\theta \sin \Omega t$  та  $\theta \cos \Omega t$  в двох площинах світло, що пройшло кристал електрооптичного модулятора, далі проходить чверть хвильову пластину циркулярного поляризатора 10, але правостороннього, який компенсує циркулярну поляризацію світла до стану лінійної поляризації з набутою в кристалі електрооптичного модулятора зміною напрямків поляризації.

Аналізатор 11 орієнтуємо таким чином, щоб світло першої складової (6-5), яке має лінійну (вертикальну) поляризацію, не пройшло на його вихід. При цьому через аналізатор пройде світло, яке описується другою складовою цього виразу.

Лінійно поляризоване світло на виході поляризатору 2 розділене між двома каналами з допомогою напівпрозорого дзеркала 3 та дзеркала 4. У другому каналі, як і у першому, використано чверть хвильову пластину циркулярного поляризатору 6, вихідний оптичний сигнал якого проходить аналізатор 12. Кутове положення площини цього аналізатору вибираємо таким, щоб його вихідне плоскополяризоване світло співпадало за площиною поляризації зі світлом на виході аналізатору 11.

В результаті на виходах аналізаторів 11 та 12 маємо два потоки когерентного плоскополяризованого світла, які відрізняються частотою – частота світла на виході аналізатору 12 становить  $(\omega - \Omega)$ , а на виході аналізатору 11 -  $\omega$ . Один з потоків, наприклад, з частотою світла  $(\omega - \Omega)$  направляємо на об'єкт контролю 13 (контрольовану поверхню лінзи чи на іншого оптичного елементу). Відбите від об'єкту контролю світло та світло формоване другим (опорним) каналом інтерферують на матованій поверхні скляної пластини 14.

Точкове координатне зчитування інтерференційної картини виконуємо фотоперетворювачем 15 та 16. Один з фотоперетворювачів, наприклад – 15, використовується, як базовий, націлений в конкретну точку інтерферограми. Іншим фотоперетворювачем – 16, виконуємо безперервне сканування поля інтерферограми. Сканування площини інтерферограми виконується з допомогою прецизійного двокоординатного сканера (на рис. 6.4 не показано).

Інтерференційна картина при подібній інтерференції не є стаціонарною. Утворювані світлі (темні) полоси знаходяться у постійному русі у напрямку перпендикуляру до інтерференційної полоси у кожній точці інтерферограми. Напрямок руху інтерференційних поліс залежить від знаку різниці частот опорного і предметного випромінювань, а швидкість руху інтерференційних поліс відповідає різниці частот оптичних випромінювань, що інтерферують.

Корінним чином змінюється і можливість зчитування інформації з утвореної динамічної інтерференційної картини. Використовується зчитування фазового зсуву сигналів утворених рухомими світлими полосами інтерферограми при їх пересіченні фокальної зони об'єктів двох фотоелектричних перетворювачів, один з яких (базовий перетворювач) націлений на певну точку інтерферограми, яку сприймаємо, як початок відліку. Інший фотоелектричний перетворювач використовується для невідривного сканування інтерферограми з виконанням вимірювання кумулятивного фазового зсуву отриманого сигналу в будь-якій точці її точці відносно сигналу базового фотоперетворювача.

Виконання тарування системи зчитування інформації виконується шляхом суміщення фокусів об'єктів обох вимірювальних фотоелектричних перетворювачів в одній, наприклад - базовій точці. При такій умові світлі полоси інтерферограми синхронно пересікають фокальні зони електрооптичних перетворювачів формуючи на їх виходах синфазні



електричні сигнали частоти руху цих поліс. При цьому добиваються нульового показання фазометру, яким вимірюється фазовий зсув електричних сигналів перетворювачів. Частота вихідних електричних сигналів фотоперетворювачів дорівнює подвоєному значенню різниці частот оптичних випромінювань.

Тільки при умові безвідривного від поля інтерферограми скануванням перетворювачем поверхні динамічної інтерференційної картини накопичений (кумулятивний) фазовий зсув вихідних електричних сигналів електрооптичних перетворювачів відповідає фактичній різниці ходів оптичних предметного і опорного променів для конкретної точки інтерферограми:

$$\theta = N360^\circ + \varphi^0, \quad (6.6)$$

де  $N$  – ціле число фазових циклів  $360^\circ$ , кожен з яких відповідає різниці ходів згаданих вище променів на величину рівну  $\lambda/2$  - половині довжини хвилі опорного оптичного випромінювання.

Таким чином скануючи вимірювальним фотоперетворювачем поле інтерферограми та вимірюючи накопичений (кумулятивний) фазовий зсув його вихідного сигналу відносно опорної фази базового фотоперетворювача виконуємо зчитування інформації, закладеної в фазову площину предметного випромінювання, що відбивається від досліджуваної поверхні чи проходить через досліджуване середовище оптично прозорого тіла.

При умові безпомилкового визначення числа цілих фазових циклів у значенні кумулятивного фазового зсуву  $N$  точність вимірювання лінійних параметрів поверхні, що відбиває предметне випромінювання, визначається точністю вимірювання фазового зсуву  $\varphi$ . Навіть при відносно неточному вимірюванні цього фазового зсуву, наприклад – з похибкою  $36^\circ$ , точність визначення лінійних параметрів поверхні відбиття світла становитиме  $0,1\lambda/2$  де  $\lambda$  - довжина хвилі оптичного випромінювання, що для гелій-неонового лазера становить  $\approx 0,03$  мкм. Подібна точність при використанні гомодинних інтерферометрів недосяжна.

Висока частота вихідних сигналів системи, рівна, наприклад - 500 МГц, ускладнює реалізацію фазовимірювальної частини системи. При допустимій похибці вимірювання фазового зсуву  $\pm 36^\circ$  фазовимірювальна схема може бути реалізована на основі фазового детектування з використанням діодів відповідно схеми балансного або подвійного балансного модуляторів..

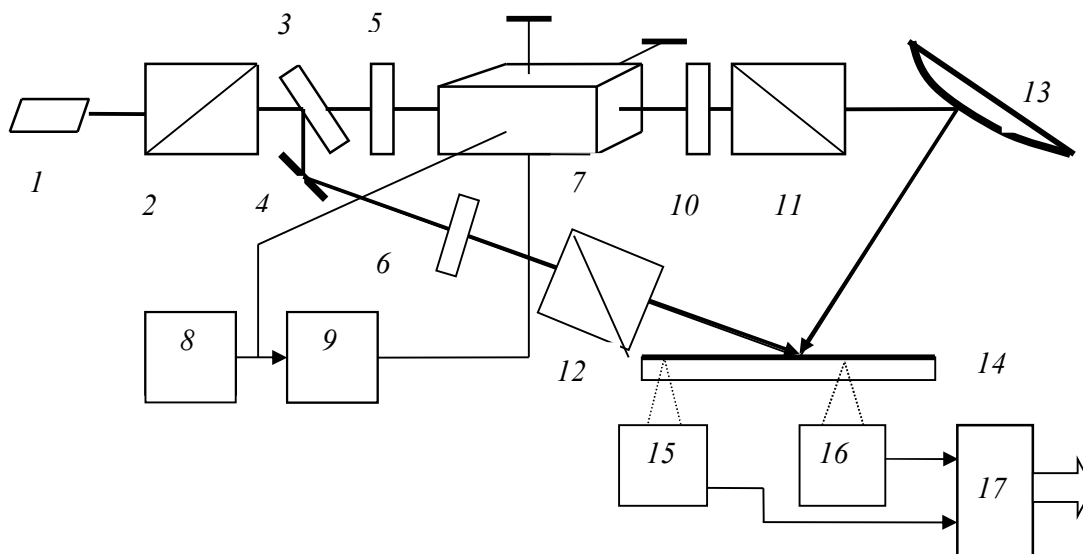


Рис. 6.4. Схема гетеродинного інтерферометра для контролю якості поверхні об'єкту контролю

1 – лазер; 2 – лінійний поляризатор; 3 – напівпрозоре дзеркало; 4 – дзеркало;  
 5, 6, 10 – циркулярні поляризатори; 7 – лінійний оптичний модулятор;  
 8 – генератор; 9 – фазообертач  $90^\circ$ ; 11, 12 – аналізатори; 13 – об'єкт контролю;  
 14 – екран з матованою поверхнею; 15, 16 – фотоелектричні перетворювачі;  
 17 – фазовимірювальний перетворювач кумулятивного фазового зсуву.

Область можливих використань гетеродинної інтерферометрії обмежується контролем прецизійних оптичних поверхонь. Для забезпечення такої високої точності зростають вимоги реалізації оптичної схеми з точки зору впливу щонайменших вібрацій на довжину оптичних променів. Це може бути досягнуте, як за рахунок ускладнення оптичної схеми в напрямку зменшення реальних довжин оптичних каналів системи, так і за рахунок використання спеціального устаткування для максимальної механічної компенсації можливості передачі коливань на вузли оптичної схеми.

### 6.3. Системи оптичної голографії

Відкритий Т. Мейманом (США) 1960 році генератор когерентного оптичного випромінювання - лазер (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation), став основою фундаментального розвитку квантової оптичної техніки та її широкого застосування в науці і техніці. Враховуючи конкретну направленість даної роботи розглянемо лише методи вимірювальних перетворень на основі використання когерентного параметру світла лазера - фази випромінювань.

Найбільш глибоко розвинутим фазовим оптичним вимірювальним перетворенням є інтерференція світла. Інтерференція світла є наслідком просторового складання оптичних випромінювань і вона в даному випадку цікавить нас тим, що глибинне перетворення інформації при такому

складанні реалізує один з раніше розглянутих методів вимірювальних перетворень параметрів когерентних коливань – фазове детектування. Таке необхідне для реалізації фазового детектування нелінійне перетворення суми сигналів виконує око людини або фотоелектричний перетворювач, які сприймають діюче значення сумарного оптичного сигналу – яскравість освітлення. Подібно до фазового детектування формування інтерферограми відбувається при перемноженні сигналів – оптичних променів представлених їх векторами електричних складових.

При реалізації гомодинної інтерферометрії подібне перетворення для двох елементарних променів когерентного плоскополяризованого світла, що освітлюють певну фізичну точку на екрані, представляємо сумою їх електричних складових  $e_1(t) = E_1 \sin[\omega t + (r_1/\lambda)2\pi] = E_1 \sin(\omega t + k_1 2\pi + \psi_1)$ ,  $e_2(t) = E_2 \sin(\omega t + k_2 2\pi + \psi_2)$ :

$$E_{\text{сум}} = e_1(t) + e_2(t) \quad (6.7)$$

Коефіцієнти  $k_1, k_2$  враховують відмінність довжини променів виражену цілим числом довжин хвиль  $\lambda$  оптичних випромінювань. Виражені у радіанах фазові зсуви  $\psi_1, \psi_2$  враховують відмінність довжин променів у межах довжини хвилі ( $\psi = (\Delta/\lambda)2\pi$ ), де  $0 \leq \Delta \leq \lambda$ .

Око людини, як і любий фізичний вимірювальний перетворювач світла, реагує на інтенсивність світла (яскравість освітлення)  $I$ , яка відповідає середньому значенню діючого значення  $E_{\text{сум}}$ :

$$I = \langle (E_{\text{сум}})^2 \rangle = I_1 + I_2 + I_{12} \cos[(k_1 - k_2)2\pi + (\psi_1 - \psi_2)] \quad (6.8)$$

де  $I_1, I_2$  - яскравість фонового підсвічування результату інтерференції за рахунок кожного з інтерферуючих променів когерентного світла (постійні складові розкладу квадратів електричних складових променів);  $I_{12}$  - максимальна яскравість світла внаслідок інтерференції.

Двохмірне зображення результату інтерференції світла представляє собою інтерферограму у вигляді чергування світлих і темних поліс, положення яких визначається абсолютною різницею фаз елементарних (точкових) променів, що інтерферують. Враховуючи косинусну залежність у виразі (6-8) відстані між двома сусідніми світлими або темними полосами інтерферограми відповідають різниці довжин променів рівну  $\lambda/2$ .

Положення інтерференційних поліс представляє собою графічний запис різниці двохмірних функцій розподілу фаз фронтів оптичних променів, що інтерферують. Якщо один з таких променів має абсолютно плоский перпендикулярний напрямку випромінювання фазовий фронт, то інтерференційна картина – це двохмірна функція фазового фронту другого променя. Промінь з плоским фазовим фронтом називають опорним, а інший промінь, фазовий фронт якого відповідає двомірному розподілу відмінностей поверхні досліджуваного об'єкту, дістав назву предметного променя.

При освітленні інтерферограми когерентним випромінюванням, з допомогою якого відбулося її формування, можемо спостерігати зображення (голограму) об'єкту, формування якого є результатом відновлення фазового фронту предметного оптичного випромінювання внаслідок рефракції випромінювання лазера на структурі інтерференційної картини зафіксованої у вигляді світлих і темних поліс на проявленій після експонування фотоплівці. Проте нас цікавить не стільки процес відновлення зображення поверхні об'єкту контролю, як можливість його використання для візуального спостереження процесу деформації цього об'єкту під дією прикладених сил, можливість виявлення за величиною деформації слабких місць конструкції, які можуть стати місцем появи дефектів у вигляді тріщин чи розшарувань. Такий метод візуального спостереження процесів деформації дістав назву методу голографічної інтерферометрії.

### **Голографічна інтерферометрія та її реалізація**

Основним призначенням методу голографічної інтерферометрії є виявлення місць на поверхні об'єктів контролю, в яких можливе виникнення дефектів у вигляді тріщин, розшарувань, тощо. Процес виявлення таких місць полягає в оцінці величини деформації поверхні об'єкту. Місце потенційного виникнення дефекту маючи ослаблення міцності матеріалу або навіть наявність підповерхневих дефектів внутрішньої структури виявляється за градієнтом деформації в результаті додаткового навантаження на контрольований матеріал.

Метод голографічної інтерферометрії [41] згідно своїй назві передбачає використання голограми ненавантаженого об'єкту контролю. Схема отримання голограми показана на рис. 6.5, *а*. Промінь лазера розширюється з та колімується перш ніж розділитися з допомогою напівпрозорого дзеркала на два промені з плоскими фазовими фронтами. Один з променів, який відбивається від освітленої ним ділянки поверхні об'єкту контролю, розглядається, як предметний промінь, розподіл фази коливань якого відповідає зміщенню точок освітленої поверхні об'єкту контролю відносно просторового положення площини фазового фронту падаючої на цю поверхню оптичної хвилі.

Інший промінь з плоским фазовим фронтом коливань використовується, як опорний промінь для формування інтерферограми освітленої поверхні об'єкту контролю, для чого обидва промені – предметний і опорний освітлюють ділянку прозорого екрану з матованою поверхнею. Якщо замість екрану використати фотоплівку, її освітлення одночасно предметним і опорним променями приведе (після проявлення плівки) до запису фазового фронту предметної оптичної хвилі відносно плоского чи пропорційно лінійно змінюваного фазового фронту опорної хвилі у вигляді інтерферограми.

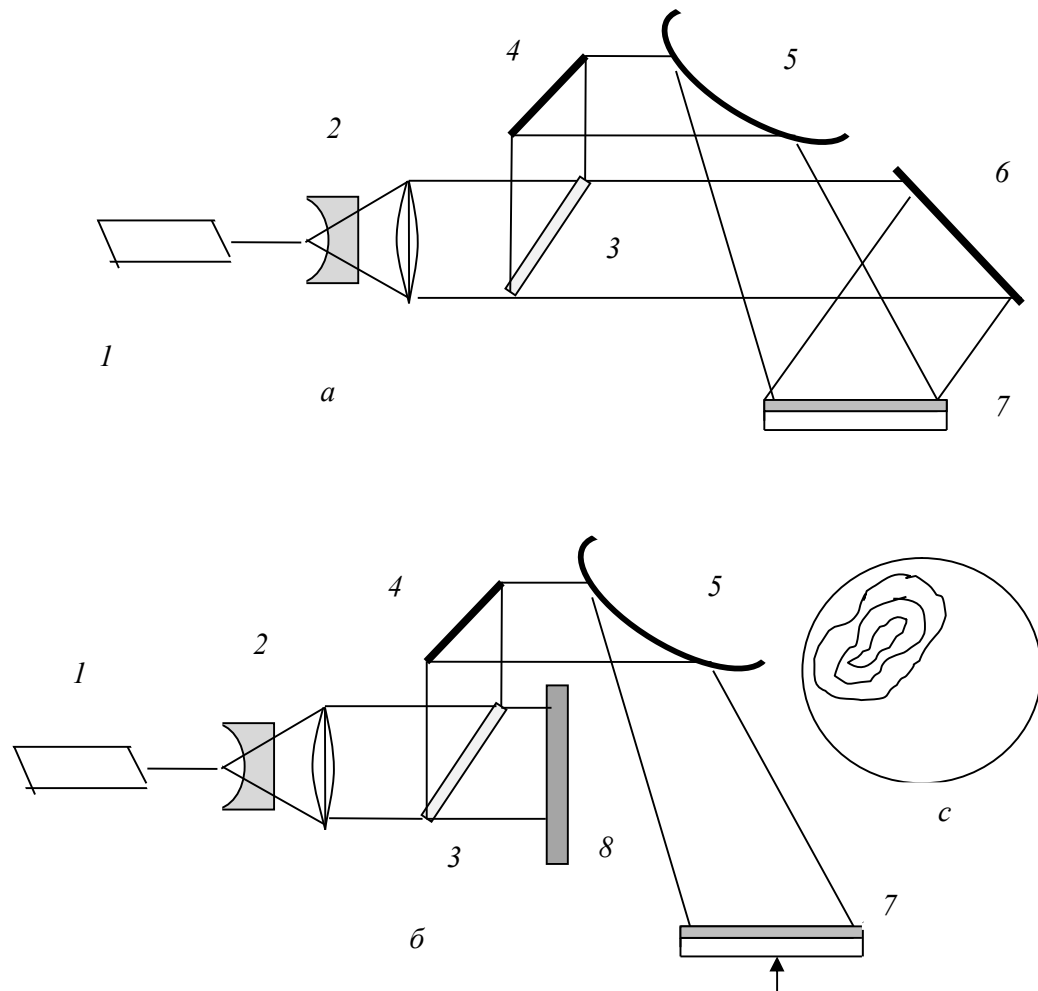


Рис.6.5. Система голографічної інтерферометрії.

*a* – схема формування голограми ділянки об'єкту контролю; *б* – схема використання голограми ділянки поверхні об'єкту для спостереження інтерференційної картини деформації в місцях потенційних дефектів; *с* – зображення локальної деформації.

*1* – лазер; *2* – лінза та коліматор; *3* – напівпрозоре дзеркало; *4, 6* – дзеркало; *5* – досліджуваний об'єкт; *7* – інтерференційна картина на фотоплівці; *8* – непрозорий екран.

Такий запис фазового фронту предметної оптичної хвилі через її інтерференцію з опорним променем можемо розглядати, як голограму освітленої ділянки об'єкту. Адже навіть при видаленні об'єкту контролю освітлюючи її опорним променем будемо спостерігати уявне зображення цього об'єкту таким, яким було фактичне його зображення при формуванні голограми.

Якщо у схемі (рис. 6.5) на шляху опорного променя поставити непрозорий екран (рис. 6.5, б) і розглядати об'єкт освітлений когерентним променем лазера через його голограму (проявлену плівку з записом

інтерферограми) і при цьому прикласти до цього об'єкту додаткове навантаження здатне викликати бодай мінімальну деформацію, на його зображенні будуть спостерігатися інтерференційні полоси внаслідок дифракції відбитого від поверхні об'єкту світла на сітці поліс інтерферограми. Скупчення інтерференційних поліс у вигляді замкнутих ліній спостерігається в місцях ослаблення міцності за рахунок існування скритих дефектів внутрішньої структури матеріалу конструкції

Метод голографічної інтерферометрії показав свою ефективність при контролі тонкостінних замкнутих конструкцій авіаційної та космічної техніки [42], додаткова деформація яких реалізується відповідним наддувом повітря.

Автоматизація контролю даним методом вимагає запису у комп'ютерну пам'ять отриманої при деформації об'єкту інтерференційної картини з ідентифікацією кожної полоси особливо у випадку їх візуального злиття. Така операція у відношенню до занесеної в комп'ютерну пам'ять інтерференційної картини подібно фотографії необхідна для можливості виконання її «скелетизації» - заміни темних поліс тонкими лініями, які відповідають положенню центрів цих поліс. Ідентифікація поліс інтерферограми з визначенням зміни їх взаємних положень в результаті деформації дозволяє підвищити роздільну здатність при оцінці стану матеріалу об'єкту контролю.

#### **6.4. Електронна спекл-інтерферометрія (ЕСІ)**

Певного розвитку, як метод безконтактного вимірювання мікропереміщень та деформації елементів конструкцій, набула електронна спекл-інтерферометрія [37,38], в назві якої використано особливості плямистості відбитого від реальної поверхні світла лазера (speckle - пляма). Розмір спеклів в проекції відбитого світла може становити до 50 мкм і навіть більше.

На відміну від класичної інтерферометрії, яка може бути реалізована для контролю якості оптичних поверхонь з гарантованим забезпеченням роздільної здатності на рівні половини довжини хвилі оптичного когерентного випромінювання (приблизно 0,3 мкм для світла *He-Ne* лазера) при використанні гомодинної інтерферометрії та на порядок більшої роздільної здатності при використанні гетеродинної інтерферометрії, електронна спекл-інтерферометрія таким параметрам значно поступається. Реальна роздільна здатність ЕСІ - (20 – 30 мкм), проте такий вид контролю є невибагливим до якості поверхні об'єкту контролю і може використовуватися для визначення деформацій та виявлення поверхневих дефектів матеріалів реальних конструкцій.

Практична реалізація такого методу контролю стала можливою завдяки розвитку фотоелектронної техніки, а саме розробці матричних приладів з зарядовим зв'язком (ПЗЗ) з розміром елементів (пікселів) на рівні (0,001 – 0,01) мм. Така висока дискретність представлення

сфокусованого оптичного зображення пропорційними електричними сигналами з їх наступним перетворенням у цифрові коди дозволила не тільки змінити технологію фотографування та зберігання фотографічної інформації, але й надала можливість програмно виконувати любі перетворення такої оптичної інформації.

Реалізація ЕСІ практично не відрізняється від реалізації системи гомодинної інтерференції. При освітленні поверхні об'єкту контролю світлом лазера з впорядкованим розподілом фаз відносно двохмірних координат перерізу розширеного та колімованого променя з плоским фазовим фронтом:  $e_0(x, y) = E_0 \cos \omega t$ , відбите від цієї поверхні світло предметного променя в кожній точці перерізу має випадкову, залежну від якості цієї поверхні інтенсивність і фазу:  $e_B(x, y) = E_B(x, y) \cos[\omega t + \psi(x, y)]$ .

Результат інтерференції світла лазера, як опорного променя, та світла відбитого поверхнею об'єкту контролю фокусується об'єктивом на поверхню матричного фотоперетворювача типу ПЗЗ:

$$I(x, y) = \{e_0(x, y) + e_B(x, y)\}^2 = \Delta I + 2E_0 E_B(x, y) \cos[\psi(x, y)] \quad (6.7)$$

В отриманому виразі  $\Delta I$  - інтенсивність підсвічування спекл-інтерферограми за рахунок перетворення квадратичних членів рівняння.

Отримана спекл-інтерферограма реєструється в комп'ютерній пам'яті системи з дискретністю, наприклад - 25 кадри в секунду. Якщо в межах періоду роботи системи ( $T = 0,04$  с) мала місце деформація контрольованого об'єкту і ця деформація не перевищила середнього розміру спеклу, результат інтерференції буде відрізнятися лише за рахунок зміни фазових параметрів відбитого променя в кожній координаті  $x, y$  спекл-інтерферограми:

$$I_o(x, y) = \Delta I + 2E_0 E_B(x, y) \cos[\psi(x, y) + \varphi(x, y)], \quad (6.8)$$

Виявлення змін у спекл-інтерферограмах в параметрах зміщення координат утворених поліс можемо виконати шляхом визначення функції взаємної кореляції між фіксованими сусідніми в часі інтерферограмами. На практиці ці дії виконують використанням спрощених програмних процедур шляхом визначення величини різниці в координатах положення інтерференційних поліс:

$$I_o(x, y) - I(x, y) = 4E_0 E_B(x, y) \sin\left[\frac{2\psi(x, y) + \varphi(x, y)}{2}\right] \sin\left[\frac{\varphi(x, y)}{2}\right] \quad (6.9)$$

### **Муарові вимірjuвальні перетворювачі переміщень (деформації)**

Муарова картина утворюється при контактному накладенні двох растрів виконаних, наприклад - у вигляді періодичного чергування непрозорих і прозорих лінійних або іншої конфігурації структур, що пересікаються під гострим кутом. При освітленні такої структури звичайним некогерентним світлом за рахунок чисто геометричних законів оптики на її поверхні будуть спостерігатися комбінаційні муарові полоси, які у збільшеному масштабі повторюють суміщену структуру періодичних

растрів. Якщо відстань між полосами одного і другого растрів відповідно  $h_1, h_2$ , а кут їх перетину  $\alpha$ , то відстань між утвореними комбінаційними полосами становитиме  $H$ :

$$H = \frac{h_1 h_2}{\sqrt{h_1^2 + h_2^2 - 2h_1 h_2 \cos \alpha}} \quad (6.10)$$

При взаємному зміщенні растрів у напрямі перпендикулярному лініям одного з них утворені ними комбінаційні полоси паралельно зсуваються. Якщо використані растри мають однаковий крок ( $h_1 = h_2$ ), то при зсуві одного з них на величину  $\Delta x$  комбінаційні полоси зсунуться в перпендикулярному напрямку на дистанцію  $\Delta y$ , яка становить:

$$\Delta y = \frac{\Delta x}{\operatorname{tg} \alpha} \quad (6.11)$$

Згідно цьому виразу муарова картина є досить чутливим інструментом для вимірювання невеликих лінійних переміщень. Так при куті нахилу ліній періодичних растрів рівному  $10^\circ$  маємо збільшення величини зміщення комбінаційних поліс порівняно з взаємним зміщенням растрів практично в 6 разів. Роздільна здатність муарових вимірювачів переміщень може бути на рівні (15 - 20) мкм

Конструкція вимірювального перетворювача лінійних переміщень може бути реалізована наступним чином. Дві пластини з нанесеними на їх поверхнях непрозорими періодичними лінійними структурами розміщуються безпосередньо одна над одною з закріпленням однієї з них (нижньої) на поверхні нерухомого об'єкту, а торець верхньої пластини кріпиться до рухомого об'єкту. Нижня пластина виконується дзеркальною, а верхня – прозорою. Джерело світла, наприклад – світлодіод освітлює середину поверхні обох пластин а фотодіод приймає відбите від нижньої пластини світло. При цьому положення місця освітлення вибирається таким, щоб деформація розтягу приводила до зростання яскравості відбитого у напрямку фотодіоду світла, а деформація стиснення – навпаки, приводила до зменшення яскравості цього світла. Іншими словами, точка прийому відбитого світла вибирається на відстані від положення середини темної полоси рівній  $0,25H$ .

Не дивлячись на простоту реалізації подібних вимірювальних перетворювачів їх використання для контролю деформації елементів конструкцій не спостерігається. Основною причиною є недостатня роздільна здатність і, як результат – недостатня точність вимірювання.

## 6.5. Оптична система дистанційного контролю переміщень та деформацій

Контроль деформації конструкцій, які мають значну довжину, може бути виконаний дистанційно шляхом вимірювання інтегрального значення деформації в точках максимально віддалених від опор або кінцевих точок



закріплення. Як приклад розглянемо можливість побудови системи дистанційного контролю прогину балки мостового переходу (Рис.6-6).

До точки найбільшого прогину балки  $l$ , яка кінцями спирається на опори, підвісимо штангу певної довжини з двома точковими джерелами світла, наприклад – світлодіодами 2 і 3, на відстані  $B$  одне від одного. Дистанційне вимірювання додаткової величини прогину балки виконуємо шляхом вимірювання зміни відстані  $h$  від світлодіоду 2 до горизонтальної площини положення системи вимірювання.

На горизонтальній платформі оптичної системи дистанційного визначення величини  $h$  розміщено дзеркало 8, яке обертається з постійної кутовою швидкістю  $\Omega$  з допомогою електричного двигуна, та двох точкових світло діодів 4 і 5, які встановлені з обох боків дзеркала в одній площині з віссю його обертання. Вісь обертання дзеркала має бути приблизно перпендикулярною напрямку на світлодіоди 2 і 3 та знаходитися в площині відліку величини вертикального переміщення штанги з джерелами світла.

Обертаючись дзеркало 8 надсилає випромінювання точкових джерел світла (світлодіодів) на вхід фотоперетворювача 5 через щілинну діафрагму 6.

Вимірювання лінійної величини  $h$  полягає у визначенні кутових напрямків  $\alpha$  і  $\beta$  (рис. 6.6) на встановлені на штанзі світлодіоди 2 і 3:

$$h = \frac{B \cdot \operatorname{tg} \alpha}{\operatorname{tg} \beta - \operatorname{tg} \alpha} \quad (6.12)$$

При фіксованій частоті обертання дзеркала 8 значення кутів  $\alpha$  і  $\beta$ , як і кута  $360^\circ$  рівного повному оберту дзеркала визначаються через тривалість часу їх розгортки оптичною системою. Для цього формуються прямокутні імпульси з тривалістю відповідно  $\tau_\alpha = \alpha^0 (1/360^\circ F)$ ,  $\tau_\beta = \beta^0 (1/360^\circ F)$  та  $\tau_T = 1/F$ , де  $F$  - частота обертання дзеркала 8.

Формування прямокутних імпульсів з тривалістю відповідно  $\tau_\alpha, \tau_\beta, \tau_T$  реалізується електронною схемою на основі  $jk$ -тригерів 3,5,4 (рис. 6.8). Для синхронної роботи такої схеми один з точкових джерел світла – світлодіод 9 повинен вирізнятися значно більшою яскравістю свічення для можливості виділення відтвореного ним імпульсу напруги з допомогою компаратора 2. Вихідний імпульс компаратора 2 використовується для скиду в нульове положення тригерів 3 і 5 та управління роботою тригера 4, тривалість вихідної імпульсної напруги якого дорівнює періоду обертання дзеркала 8 (рис. 6.7).

Для кодування часових інтервалів  $\tau_\alpha, \tau_\beta, \tau_T$  шляхом підрахунку лічильниками 9,10,11 високочастотних імпульсів частоти  $f_0$  з отриманням кодів інтервалів  $N_\alpha = \tau_\alpha f_0$ ,  $N_\beta = \tau_\beta f_0$ ,  $N_T = \tau_T f_0$  достатньо одного періоду обертання дзеркала 8. З метою підвищення точності вимірювання шляхом осереднення впливу випадкових похибок кодування тривалості часових інтервалів  $\tau_\alpha, \tau_\beta, \tau_T$  налаштовуємо програму роботи мікроконтролера на

виконання осереднення результатів вимірювання на протязі 10 або навіть 100 періодів обертання сприймаючи, як кінцевий результат вимірювання кожного з інтервалів сумарний код розділений на число обертів дзеркала.

Для ненавантаженої балки відстань світлодіоду 2 (рис. 6.6) від горизонту розташування осі обертання дзеркала  $\delta$  становить:

$$h_0 = B \frac{\operatorname{tg}\left(\frac{N_\alpha}{N_T} 360^\circ\right)}{\operatorname{tg}\left(\frac{N_\beta}{N_T} 360^\circ\right) - \operatorname{tg}\left(\frac{N_\alpha}{N_T} 360^\circ\right)} \quad (6.13)$$

Такий спосіб формування імпульсів  $\tau_\alpha, \tau_\beta$ , з часовою довжиною пропорційною різниці кутових координат взаємного просторового положення точкових джерел світла 2 і 3 приводить до методичної похибки, якої можна було б уникнути шляхом фіксації не моментів появи відповідних імпульсів на виході фотоперетворювача від попадання світла від цих джерел, а визначенням часових координат центрів отриманих таким чином імпульсів.

Згадана методична похибка залежить від кутової апертури джерел світла (світлодіодів). При відстані до світлодіодів 2,3 від фотоперетворювача рівної  $L \geq 5 \text{ м}$  і діаметрі випромінюючої частини світлодіоду  $d \approx 2 \text{ мм}$  кутова похибка визначення положення центру імпульсу напруги отриманого при прийому світла від кожного з точкових джерел 2,3 становить всього  $2 \cdot 10^{-4}$  радіан або  $0,01^\circ$ . При цьому дана похибка маючи однакове значення і знак, як для імпульсу від прийому світла від точкового джерела 2, так і від такого ж джерела 3, не впливає на тривалість імпульсів  $\tau_\alpha, \tau_\beta$ , які визначаються, як різниця моментів прийому імпульсів світла. Таке ж пояснення можемо використати щодо точності тривалості часового інтервалу  $\tau_T$ .

Вимірювання деформації об'єкту контролю (балки) полягає у визначенні різниці  $\Delta h$  висоти  $h$  відносно її початкового значення  $h_0$ :

$$\Delta h = B \left( \frac{\operatorname{tg} \alpha}{\operatorname{tg} \beta - \operatorname{tg} \alpha} - \frac{\operatorname{tg} \alpha_0}{\operatorname{tg} \beta_0 - \operatorname{tg} \alpha_0} \right) \quad (6.14)$$



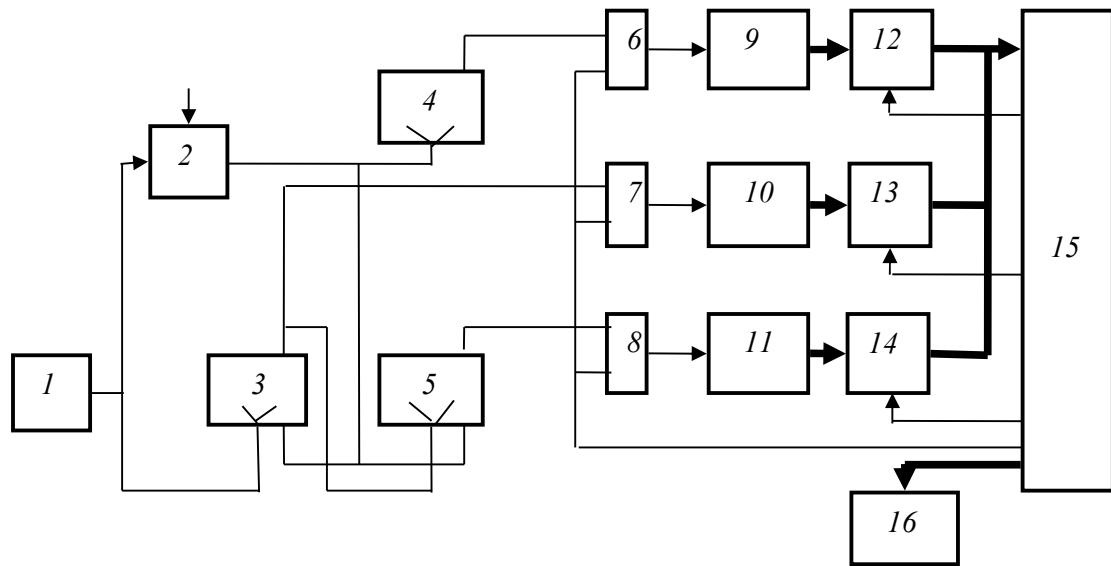


Рис. 6.8. Схема електронної частини системи дистанційного визначення деформації

1 – фотоперетворювач; 2 – компаратор; 3,4,5 –  $jk$ -тригери; 6,7,8 – логічні схеми «І»; 9,10,11 – лічильники імпульсів; 12,13,14 – багатоканальні ключі; 15 – мікроконтролер; 16 – табло.

## 6.6. Оптична система фазової дальнометрії

Вимірювання відстаней на основі використання оптичного випромінювання широко використовується, як в будівництві різноманітних споруд, енергетичних систем, так і в військовій справі [43]. Використовуючи потужне джерело оптичного випромінювання (лазер) визначають відстань до об'єктів за величиною часової затримки відбитого від нього світла.

Враховуючи високе значення швидкості розповсюдження світла в повітряному просторі (близько  $3 \cdot 10^5$  км/с) безпосереднє вимірювання часової затримки короткого імпульсу світла з заданою точністю для дистанцій в десятки кілометрів є проблематичним. Адже при відстані до відбивача світла рівній 10 км часова затримка відбитого світла складає всього 66,6 нс.

Необхідну високу точність забезпечують фазові системи дальнометрії, які використовують безперервне світло, інтенсивність якого модульована високою частотою, яка вибирається, як правило, в межах (10 - 100) МГц. Така частота модуляції набагато нижча за частоту електричної складової видимого світла, як електромагнітного коливання. При цьому завдяки тому, що утворені при модуляції комбінаційні частоти  $(\omega \pm \Omega)$ , де  $\omega, \Omega$  - відповідно колова частота електричної складової світла та модулюючого сигналу, мало відрізняється від частоти світла, швидкість

модульованого світла фактично співпадає зі швидкістю світла. Це дозволяє вимірювати тривалість затримки оптичного коливання визначаючи затримку модулюючого сигналу.

Використовуючи, як потенційно високоточний фазовий метод визначення тривалості затримки, при його реалізації стикаються з проблемою визначення кумулятивного фазового зсуву. Так при виборі частоти модуляції  $f_{\text{мод.}}$  рівній 10 МГц і відстані  $L$  до відбивача світла рівній 10 км маємо значення фазового зсуву рівне  $239\,999,7^\circ$  або  $666 \cdot 360^\circ + 239,7^\circ$ . Вимірюючи такий фазовий зсув з точністю  $\pm 1^\circ$  отримаємо роздільну здатність вимірювання відстані рівну 8,3 см.

Визначення цілого числа фазових циклів у значенні даного кумулятивного фазового зсуву використовуючи описаний в розділі 3 метод вимірювання фазового зсуву на двох близьких частотах неможливо, тому що різниця між частотами має бути надто малою, меншою за величину частотної нестабільності реального генератора.

В даному випадку маючи трьозначне число фазових циклів у значенні кумулятивного фазового зсуву визначення такого числа виконаємо шляхом прямого підрахунку числа періодів модулюючого коливання в межах затримки оптичного модульованого сигналу. Схема системи оптичного вимірювання дальності приведена на рис.6-9.

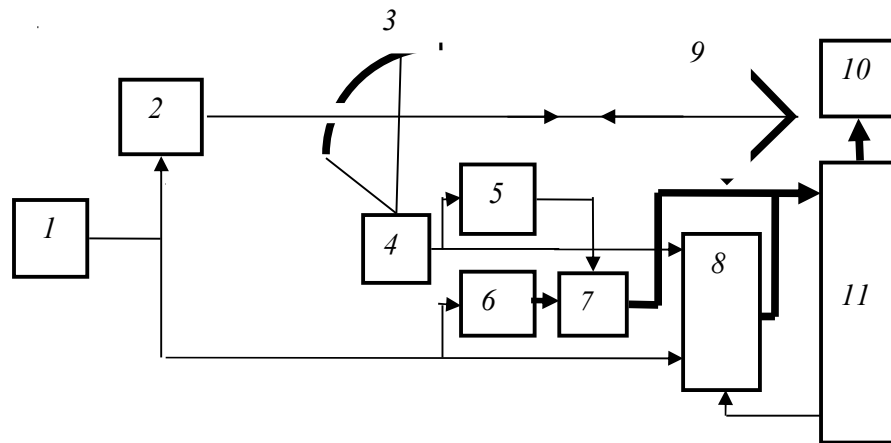


Рис.6.9. Схема системи вимірювання дальності

1 – генератор модулюючого сигналу; 2 – напівпровідниковий лазер; 3 – дзеркало; 4 – фотоперетворювач; 5, 6 – лічильники імпульсів; 7 – багатоканальний ключ (логічні схеми «І»); 8 – фазометр; 9 – відбивач світла; 10 – табло; 11 – мікроконтролер.

В якості джерела світла використовується лазер завдяки високій концентрації інтенсивності його випромінювання в межах відносно тонкого (декілька міліметрів) променя. При використанні порівняно невисокої частоти модуляції можемо використати як внутрішню модуляцію напівпровідникового лазера, так і зовнішню модуляцію лазерного випромінювання з допомогою квадратичного електрооптичного модулятора Керра або лінійного модулятора Поккельса.

В представленій схемі вимірювача використаний напівпровідниковий лазер з внутрішньою модуляцією інтенсивності видимого (червоного) випромінювання напругою генератору частотою 10 МГц. Модульоване світло відбивається трипельпризмою 9 встановленій на відстані  $L$  від точки виходу світла з лазера.

Відбите трипельпризмою світло приймається фотоперетворювачем 4. Враховуючи розсіювання світла на шляху його розповсюдження вмістом мікрочастинок вологи та пилу в повітрі прийом відбитого світла виконується з допомогою ввігнутого дзеркала 3 з отвором у центрі для проходження вузького променя світла лазера.

Для визначення тривалості затримки відбитого променя лазера виконується вимірювання кумулятивного значення сигналу його модуляції. Для цього сигнал генератору 1 та вихідний сигнал фотоперетворювача 4 подаються на входи цифрового фазометру 8 та паралельно на схему визначення цілого числа фазових циклів  $360^\circ$  в значенні кумулятивного фазового зсуву сигналу модуляції оптичного випромінювання.

Фазометр 8 визначає фазовий зсув сигналу модуляції оптичного випромінювання значенням  $0^\circ \leq \varphi^\circ \leq 360^\circ$ . Для визначення числа фазових циклів у значенні кумулятивного фазового зсуву використані два однакові лічильники імпульсів 5 і 6, на входи яких подані відповідно сигнал отриманий на виході фотоперетворювача 4 та сигнал генератору 1.

Для визначення значення цілого числа фазових циклів  $N$  використано два однакових лічильника імпульсів 5 і 6, ємність яких вибрана виходячи з умови  $(2^n - 1) > N$ , де  $n$  – число двійкових розрядів лічильників. Лічильники імпульсів виконують безперервний (циклічний) підрахунок числа періодів коливань відповідно вихідного сигналу фотоперетворювача і генератору. При цьому різниця поточних кодів лічильника 6 і лічильника 5 при безперервному існуванні сигналу генератору і такій же роботі лазера, як джерела оптичного випромінювання, буде незмінно відповідати значенню цілого числа  $N$  – значенню часового запізнення прийнятого оптичного сигналу після його відбиття трипельпризмою 9.

Зчитування різницевого коду лічильників реалізується з лічильника 6 з допомогою логічних схем «І» керованих вихідним імпульсним сигналом лічильника 5 в момент встановлення в ньому нульового коду. Цьому моменту відповідає поява позитивного перепаду напруги на виході останнього триггеру лічильника 5, яким відкриваються електронні ключі на виходах кожного триггеру даного лічильника для паралельного перепису коду шиною даних в відповідний порт цифрової пам'яті мікроконтролеру.

Замість двох лічильників можна було б використати реверсивний лічильник імпульсів. Проте таке рішення поступається застосованому в схемі (рис. 6.9) нестабільністю показання молодшого розряду сформованого таким чином різницевого коду.

Результат роздільного вимірювання фазового зсуву  $\varphi^0$ , де  $0^0 \leq \varphi^0 \leq 360^0$ , та визначення цілого числа фазових циклів  $N$  дозволяє синтезувати значення кумулятивного фазового зсуву  $\theta^0$  сигналу модуляції оптичного випромінювання, яке пройшло вимірювану відстань  $L$  -  $\theta^0 = N360^0 + \varphi^0$  та визначити значення тривалості часової затримки відбитого світла:

$$\tau = \frac{N360^0 + \varphi^0}{360^0 f_{\text{мод.}}} \quad (6.15)$$

При цьому значення вимірюваної відстані становить:

$$L = \frac{\tau}{2} C = \frac{1}{2} \left( \frac{N360^0 + \varphi^0}{360^0 f_{\text{мод.}}} \right) C, \quad (6.16)$$

де  $C$  – швидкість розповсюдження оптичного випромінювання, яке для вакууму вважається рівним 299752,9 км/с. Для практичних розрахунків швидкість оптичного випромінювання в сухому повітрі, як і в вакуумі, приймаємо рівною 300000 км/с.

## 6.7. Системи теплового контролю

Тепловий метод контролю якості різноманітних процесів, як і контроль якості матеріалів за їх тепловими характеристиками, належать до найстаріших методів неруйнівного контролю, які використовувалися людиною. Основною характеристикою, якою оперує даний метод, є температура, яка згідно прийнятою у світі Міжнародною системою одиниць (СИ) визначається відносно температури абсолютного нуля шкали температури в градусах кельвіна  $^0K$ . Проте поряд з цією одиницею в більшості країн продовжує використовуватися шкала температур Цельсія ( $^0C$ ), а в ряді країн (Великобританії, США та Канаді) ще й шкала Фаренгейту ( $^0F$ ).

Одиниці температури  $1^0K$  відповідає  $1/273,16$  температури зміни агрегатного стану чистої води від твердої фази до рідини (температури плавлення льоду), якій відповідає температура за шкалою Цельсія рівна приблизно  $0,01^0C$ . При цьому ціна одиниці температури за шкалою Кельвіна та Цельсія є рівними.

Контроль температури твердих тіл і рідин може виконуватися, як контактно – шляхом розміщення вимірювальних засобів безпосередньо на чи в об'єкті, так і безконтактно шляхом вимірювання інтенсивності теплового випромінювання, яке має електромагнітну природу займаючи діапазон коливань між сучасним радіодіапазоном і оптичним видимим діапазоном –  $(3 \cdot 10^{11} - 4 \cdot 10^{14}) Гц$ .

Контактний спосіб передачі тепла від одного твердого тіла до іншого реалізується за рахунок теплопровідності середовища між ними та з допомогою радіаційного теплообміну. При передачі тепла від

газоподібного середовища до твердого тіла спрацьовує конвекційний процес енергообміну між атомами середовища і твердого тіла.

Безконтактний спосіб передачі тепла від нагрітого твердого тіла до іншого більш холодного тіла в умовах вакуумованого навколишнього середовища виконується виключно радіаційним способом.

Поряд з температурою важливою характеристикою контрольованих матеріалів – твердих тіл є їх теплопровідність. Для твердого тіла і газу теплопровідність має різну фізичну природу. Якщо в середовищі твердого тіла і в рідині теплопередача реалізується за рахунок молекулярного теплопереносу – енергетичний обмін молекул за рахунок взаємного коливального руху, то розповсюдження тепла в газах реалізується конвекційним шляхом – тепло передається частинками (атомами) середовища при їх хаотичному взаємному русі. Згідно квантовій теорії така теплопередача реалізується за рахунок енергетичного збудження електронної оболонки атомів, що супроводжується вторинним випромінюванням інфрачервоного діапазону.

Значення абсолютної температури  $T$  конкретної точки  $p$  середовища об'єкту контролю залежить від ряду факторів: від координат точки  $x_p, y_p, z_p$ , моменту часу вимірювання температури в цій точці  $\tau_p$  та від швидкості зміни температури в заданій точці за рахунок теплопровідності матеріалу об'єкту контролю:  $(\partial T/\partial x), (\partial T/\partial y), (\partial T/\partial z)$ . Така багатопараметровість температури, як параметру об'єкту контролю, є основою проблемою її вимірювання.

Вимірювати температуру заданої просторової точки об'єкту можемо лише в тому випадку, коли ця температура відрізняється від температури навколишнього середовища. На вимірюване значення температури впливає теплообмін нагрітого об'єкту дослідження з навколишніми предметами та повітряним середовищем. Все це лише підкреслює проблемність такого вимірювання, існуванням багатопараметрового впливу на точність визначення температури.

Методи теплового контролю можемо розділити на два класи: пасивні та активні методи контролю. До пасивного методу відносимо вимірювання і контроль температурних параметрів заданої точки середовища об'єкту контролю при умові, що температура цього об'єкту відрізняється від температури навколишнього середовища.

Прикладом пасивного контролю може бути вимірювання температури людини, вимірювання температури повітря за вікном квартири. Такий контроль температури використовують для визначення відповідності заданому температурному режиму проходження різноманітних технологічних процесів, наприклад – хімічних реакцій, роботи двигуна внутрішнього згорання, тощо.

Активний тепловий контроль розрахований на визначення динамічних теплових показників об'єктів досліджень з метою оцінки теплопровідності матеріалу об'єкту. Такий метод контролю передбачає



попередній нагрів або охолодження контролюваного об'єкту та виконання вимірювань температури в динаміці. Визначення просторового розподілу температури в різні моменти часу дозволяє оцінювати наявність неоднорідностей внутрішньої структури об'єктів, які можуть бути дефектами матеріалів чи їх з'єднань. Вимірюючи спектральний склад теплового випромінювання нагрітих об'єктів контролю отримуємо додаткову інформацію про фізико-хімічні параметри матеріалу внутрішньої структури об'єктів контролю.

До контактних вимірювальних перетворювачів (розглядаємо лише ті, що можуть бути використані у складі автоматизованих чи автоматичних систем контролю) можемо віднести манометричні термометри, термоелектричні та напівпровідникові терморезистори. Манометричні вимірювальні перетворювачі подібно до ртутного термометру, яким ми міряємо температуру людського тіла, використовуює температурне розширення рідини або газу. Автоматичне вимірювання температури середовища, в якому перебуває манометричний перетворювач, може бути реалізоване шляхом використання методу лінійного вимірювання переміщення мембрани, наприклад – з допомогою ємнісного вимірювального перетворювача. Як правило такі вимірювальні перетворювачі мають значну інерційність та кінцеві габарити, що обмежують їх використання.

Дійсно точковим вимірювальним перетворювачем температури є термоелектричний перетворювач – *термопара* у вигляді з'єднання двох різнорідних металевих електропровідників. При розміщенні одного зі спаїв на поверхні чи всередині досліджуваного середовища, а другого спаю в середовищі фіксованої низької температури згідно відкритому в 1821 р. ефекту Т.І.Зеєбека (*Th.J. Seebeck*) про концентрацію носіїв заряду в гарячому спаї отримують в замкнутому ланцюзі перетворювача термоЕРС, значення якої в інтервалі температур (0 - 100)°C лінійно залежить від різниці температур шарів:

$$E = \alpha(T_1 - T_2), \quad (6.17)$$

де  $\alpha$  - коефіцієнт термоЕРС, який залежить від матеріалів електропровідників термопари.

Діапазон вимірюваних термопарою температур обмежується температурою плавлення її металевих складових. Наприклад платино-родієва термопара (90%Pt,10%Rh) використовується до температури 1100°C. Величина термоЕРС металевих провідників термопари не перевищує (5 - 60) мкВ/К. Для підвищення величини ЕРС термопари об'єднують в батареї (з декількох десятків термопар).

Наступним контактним вимірювальним перетворювачем температури можемо назвати *терморезистор*, який можуть виготовляти у вигляді намотаної на керамічний каркас котушки або спіралі з тонкого мідного, нікелевого або платиного дроту, або у вигляді малої за товщиною і розміром пластинки з напівпровідникового матеріалу. Коефіцієнт перетворення температури в пропорційне значення

електричного опору залежить від температурного коефіцієнту матеріалу дроту терморезистора. Для терморезистора з мідного дроту, який використовується для вимірювання температури в діапазоні  $(-50 - +180)^{\circ}\text{C}$  залежність електричного опору має вигляд:

$$R_T = R_0(1 + \alpha_T T), \quad (6.18)$$

де  $R_0$  - електричний опір перетворювача при температурі  $0^{\circ}\text{C}$ ;  $\alpha_T$  - температурний коефіцієнт опору міді:  $\alpha_T = 1/234,7 \text{ } 1/^{\circ}\text{K}$ .

Температурна залежність опору платинового терморезистора при вимірюванні температури в діапазоні  $(0 - 650)^{\circ}\text{C}$  в описується більш складним виразом:

$$R_T = R_0(1 + AT + BT^2), \quad (6.19)$$

де  $A = 3,9702 \cdot 10^{-3} \text{ } 1/^{\circ}\text{K}$ ,  $B = -5,8893 \cdot 10^{-7} \text{ } 1/^{\circ}\text{K}^2$ .

Безконтактне вимірювання інфрачервоного випромінювання нагрітими об'єктами виконується перетворювачами з зовнішнім і внутрішнім фотоефектом. Це можуть бути розглянуті в попередньому розділі фотоелектронний помножувач, що використовує зовнішній фотоефект та електронно-променева трубка (відікон), чутлива до інфрачервоного випромінювання мішень якого використовує внутрішній фотоефект. Тепловий відікон (тепловізор) використовує напівпровідникову мішень чутливу, як правило - до ближнього обмеженого довжиною хвиль  $1,5 \text{ мкм}$  інфрачервоного діапазону випромінювань, лінза якого виконується з кристалу ферит-ітрієвого гранату.

Використання мозаїчної напівпровідникової мішені дає можливість уникнути спотворення теплового зображення за рахунок теплопровідності матеріалу самої мішені. Для вимірювального перетворення теплового фронту випромінювання у широкому спектральному діапазоні використовують відікон з мішенню, яку виготовляють з фотоелектрету (піроелектрику) – діелектричного матеріалу, який електризується за рахунок енергетичної дії інфрачервоного випромінювання.

Тепловізійна система може бути відтворена і без відікону. Використовуючи точковий фотоперетворювач направляють на нього випромінювання з обмеженої точки фазового фронту з допомогою двох ввігнутих дзеркал невеликої площі, які програмно змінюють своє кутове положення і сканують при цьому задану апертуру кута прийому теплового зображення за двома координатами. Для забезпечення високої роздільної здатності вимірювальний перетворювач охолоджують, розміщуючи його в стінці дюару з рідким азотом.

Для візуалізації невидимого інфрачервоного випромінювання, що особливо необхідно при налагодженні апаратури вимірювання параметрів теплового випромінювання, використовують електронно-оптичний перетворювач (ЕОП), електронно-вакуумний прилад в якому за рахунок електростатичного поля анодної напруги енергія виходу електронів з фотокатода зменшується настільки, що інфрачервоне випромінювання

викликає потужний потік емісії електронів, які фокусуючись електромагнітним полем котушки системи фокусування викликають свічення флуоресцентного екрана.

## РОЗДІЛ 7. РЕНТГЕНІВСЬКІ СИСТЕМИ НЕРУЙНІВНОГО КОНТРОЛЮ

З моменту відкриття рентгенівського випромінювання та початку використання для цілей неруйнівного контролю матеріалів конструкцій іонізаційного випромінювання ізотопів основним використанням їх можливостей для цілей інтроскопії все ще остається принцип рентгенографії у вигляді отримання плоского зображення проекції розподілу градієнтів густини трьохмірного внутрішнього середовища об'єкту дослідження на двомірній фотоплівці.

Рентгенівська фотоплівка, яка використовується в медичних цілях, з метою максимального підвищення її чутливості і зменшення таким чином необхідної інтенсивності опромінення пацієнта виконана з нанесенням на її поверхню тонкої плівки високочутливого люмінесцентного матеріалу, свічення якого під дією такого випромінювання сприймається фоточутливим шаром.

Основним призначенням рентгенівського методу контролю є візуалізація розподілу градієнтів густини (коефіцієнтів лінійного ослаблення випромінювань, які практично пропорційні густині) внутрішнього середовища об'єктів дослідження від людського тіла до матеріалів елементів конструкцій. Тому автоматизація процесу відтворення рентгенівських зображень в основному зосереджена на використанні телевізійної техніки, як загального призначення для передачі видимого зображення утвореного на люмінесцентному екрані при виконанні рентгеноскопичних медичних досліджень, так і спеціальної телевізійної техніки – рентгенівських відіконів для прийому рентгенівських випромінювань в процесі рентгенографічних досліджень в медичній діагностиці та неруйнівному контролі матеріалів елементів конструкцій.

Основні зрушення у напрямку використання досягнень суміжних галузей техніки мають місце в рентгеноскопії, де сьогодні лікар-рентгенолог вже не отримує на собі вплив шкідливого рентгенівського випромінювання спостерігаючи зображення органів пацієнта на сцинтиляційному екрані, а може бачити це зображення за межами дії рентгенівського випромінювання на екрані телевізійної системи.

Сцинтиляційні вимірювачі рентгенівського і гама-випромінювання на основі люмінофору і фотоперетворювача теж можуть знаходити ефективно використання завдяки високій швидкодії і чутливості.

Напівпровідникові перетворювачі інтенсивності іонізаційних випромінювань – резистори у вигляді тонких плівок з полікристалічних матеріалів, наприклад -  $CdS$ , рентгенівський відікон, який конструктивно

відрізняється від оптичного відікону лише наявністю тонкої алюмінієвої пластини для захищення мішені з напівпровідникового чутливого до рентгенівського випромінювання матеріалу, наприклад – аморфного селену або окислу цинку, від опромінення видимим світлом.

Для вимірювання інтенсивності іонізаційних випромінювань застосовуються іонізаційні перетворювачі, які представляють собою електронно-вакуумні камери заповнені газом під низьким тиском. Електричне поле між анодом і катодом такої камери забезпечує зниження порогу іонізації атомів газу випромінюванням. Значення анодної напруги в камері та склад газу підбирають відповідно до можливості виникнення іонізації енергією рентгенівського чи  $\gamma$ -випромінювання. Інтенсивність випромінювань пропорційна величині падіння напруги на опорі включеному послідовно з іонізаційною камерою.

### **7.1. Рентгенівська система томографії.**

На відміну від двомірного рентгенографічного зображення трьохмірних об'єктів у вигляді їх проекції на плоску фотоплівку томографічне зображення представляє собою двомірне відображення розподілу густини в двомірному шарі досліджуваного об'єкту. В основі принципу побудови томограми лежить використання інтегральної геометрії Радона, яка передбачає проекційний спосіб реконструкції двомірного зображення перерізу об'єкту за результатами направлених під різними кутами променевих проекцій, що пересікаються між собою. Кількість таких променевих проекцій, які використовуються в сучасній системі томографії перевищує 18 000, тому для обробки такої значної кількості інформації у складі системи рентгенівського томографу використовується спеціалізована комп'ютерна система.

Значна ціна комп'ютерної системи рентгенівського томографу оправдана його призначенням, як системи діагностики стану внутрішніх органів м'яких тканин людини. Використання подібних систем для технічного призначення – контролю внутрішньої структури матеріалів конструкцій є економічно недоцільним не тільки з погляду ціни такого контролю. На відміну від м'яких тканин тіла людини конструкційні матеріали мають значно вище значення лінійного коефіцієнту ослаблення рентгенівського випромінювання, що практично не уможливорює отримання сигналів променевих проекцій. На відміну від компактного об'єму, яким є тіло людини, конструкції маючи різноманітну форму мають обмежені можливості для довільного напрямку рентгенівського просвічування.

За роки свого існування комп'ютерні системи рентгенівської томографії пройшли значний шлях свого розвитку. Базовим принципом будови томографу можемо вважати систему з механічним обертанням джерела рентгенівського випромінювання і вимірювальних перетворювачів інтенсивності рентгенівських променів, що «просвічують»

тіло людини. Така конструкція системи томографу спрощено показана на рис.7.1.

Щілинний коліматор рентгенівського випромінювання вирізає зі стерadianу рентгенівського випромінювання плоский товщиною менше міліметру вузький промінь, який просвічуючи тіло пацієнту формує на виходах лінійки вимірювальних перетворювачів сигнали пропорційні розподілу лінійного коефіцієнту ослаблення випромінювання тіла пацієнта в даному його січенні. Конструкція такого коліматору представляє собою екран з матеріалу з високим значенням лінійного коефіцієнту ослаблення рентгенівського випромінювання з вузькою щілиною, площа якої співпадає з напрямком розповсюдження випромінювання.

Вимірювання рентгенівського випромінювання, яке в такій системі відрізняється низькою інтенсивністю, може виконуватися іонізаційними вакуумними перетворювачами або напівпровідниковими перетворювачами – лінійкою приладів з зарядовим зв'язком (ПЗЗ).

Для можливості отримання променевих проекцій об'єкту контролю з різними просторовими і кутовими координатами рентгенівська трубка, щілинний коліматор і лінійка вимірювальних перетворювачів утворюють єдину обертову систему, яка обертається на  $180^\circ$  навкруги нерухомого пацієнта в центрі цієї системи. Під час такого обертання виконується періодичне вимірювання інтенсивності променевих проекцій з допомогою швидкодіючих АЦП та їх координатний запис в оперативній пам'яті комп'ютерної системи томографу. В сучасних системах комп'ютерної томографії для отримання зображення томограми достатній час на виконання сканування і обробки результатів вимірювання складає долі секунди.

Завдяки високій чутливості вимірювальної системи при використанні вузького променя опромінення малої інтенсивності сумарна інтенсивність жорсткого опромінення пацієнта практично не переважає його опромінення при виконанні традиційних рентгенографічних досліджень.

Якщо розподіл густини досліджуваного об'єкту в даному його січенні відповідає функції  $f(x, y)$ , а лінійний коефіцієнт ослаблення рентгенівського випромінювання фактично пропорціональний густині, променеву проекцію з координатами  $p, \alpha$  (рис.7.2) можемо представити у вигляді двохмірного інтегралу:

$$f(p, \alpha) = \int_{X_{\min}}^{X_{\max}} \int_{Y_{\min}}^{Y_{\max}} f(x, y) \cdot \delta(p - x \cdot \cos \alpha - y \cdot \sin \alpha) dx dy \quad (7.1)$$

Фізично лінійне проектування розраховане на використання енергетично реального рентгенівського променя, результат вимірювання інтенсивності якого здатен нести інформацію про густину просвічуваного ним середовища. Враховуючи це  $\delta$  – функцію рентгенівського променя  $\delta(p, \alpha)$  в виразі ( 7.1) доцільно замінити функцією з реальною шириною

$s(p, \alpha)$  Тоді променеву проекцію функції  $f(x, y)$  представимо у наступному вигляді:

$$f(p, \alpha) = \int_{X_{\min}}^{X_{\max}} \int_{Y_{\min}}^{Y_{\max}} f(x, y) \cdot s(p - x \cdot \cos \alpha - y \cdot \sin \alpha) dx dy \quad (7.2)$$

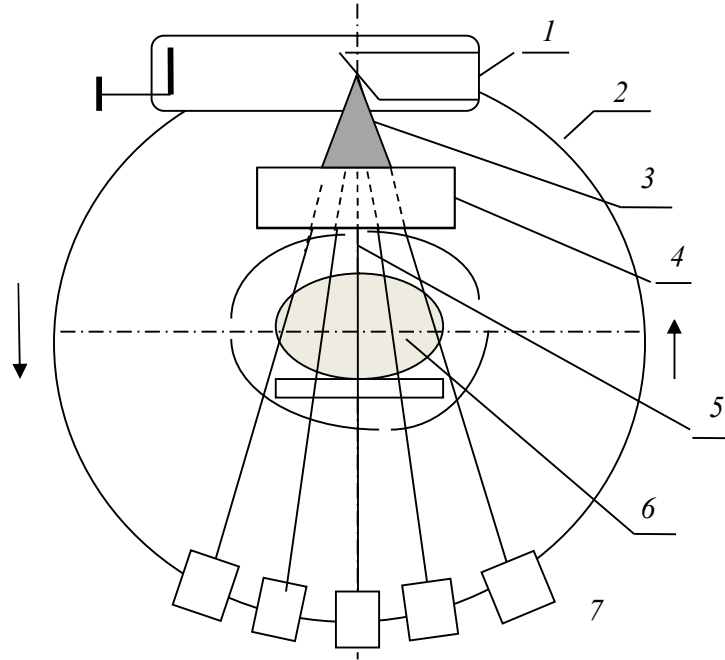


Рис.7.1. Конструкція рентгенівського томографа (схематично)

1- рентгенівська трубка; 2 – обертова конструкція; 3 – рентгенівське випромінювання; 4 – щілинний коліматор; 5 – плоский рентгенівський промінь; 6 – пацієнт; 7 – лінійка детекторів рентгенівського випромінювання.

Для синтезу зображення томограми двовірного розподілу густини матеріалу об'єкту контролю в заданому його січенні використовується велика кількість променевих проекцій, які відрізняються, як значенням відстані  $p$  відносно центру об'єкту, так і значенням кута нахилу  $0 \leq \alpha \leq \pi$  перпендикуляра до напрямку проекції відносно осі абсцис. В реальній системі томографії значення  $p$  і  $\alpha$  представляються своїми дискретними значеннями  $p = i\Delta p$ , де  $i = 0, 1, 2, \dots, n$ ;  $\alpha = j\Delta \alpha$ , де  $j = 0, 1, 2, \dots, m$ .

Враховуючи дискретні координати променевої проекції вираз (7.2) перепишемо у наступному вигляді:

$$f(i, j) = \int_{X_{\min}}^{X_{\max}} \int_{Y_{\min}}^{Y_{\max}} f(x, y) \cdot s[i\Delta p - x \cdot \cos(j\Delta \alpha) - y \cdot \sin(j\Delta \alpha)] dx dy \quad (7.3)$$

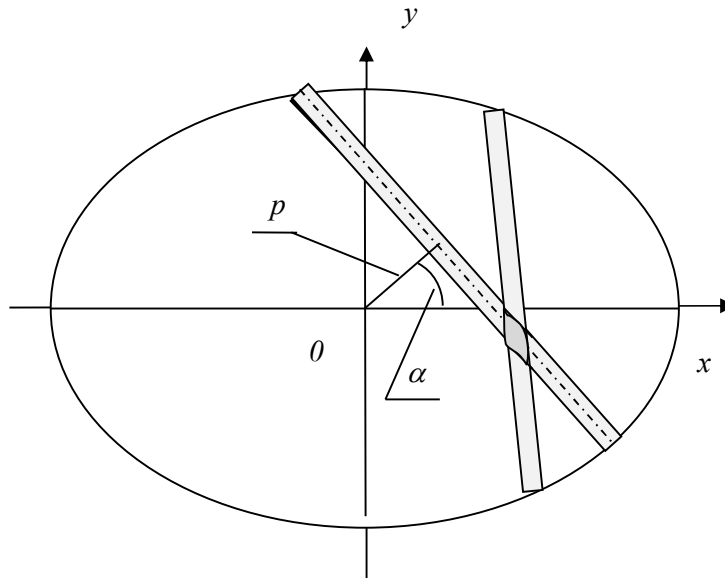


Рис.7.2. До визначення параметрів променевої проекції

Променева проекція представляється електричним сигналом вимірювача інтенсивності рентгенівського променя, який пройшов через об'єкт контролю в даному напрямку.

Подальші дії над променевими проекціями переносимо у частотну область виконавши перетворення Фур'є променевої проекції (7-3) з допомогою програми швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). Враховуючи її двовірність введемо поняття просторових колових лінійних частот: для напрямку осі абсцис -  $k_x = 2\pi/\Delta l$  та в для напрямку осі ординат -  $k_y = 2\pi/\Delta l$ . Тут  $\Delta l$  - просторовий період, від вибору значення якого залежить просторова роздільна здатність синтезованої томограми.

При цьому двовірне перетворення Фур'є променевої проекції має наступний вигляд:

$$f(i, j, k_x, k_y) = \int_0^\pi \int_{-\infty}^\infty f(i, j) \exp[-(k_x x + k_y y)] dx dy \quad (7.4)$$

Сумарна густина спектру всіх проекцій представляється наступною сумою:

$$F(i, j, k_x, k_y) = \sum_{i=0}^n \sum_{j=0}^m f(i, j, k_x, k_y) \quad (7.5)$$

Враховуючи те, що томограма синтезується з великої кількості променевих проекцій в її зображенні виникають певні спотворення у вигляді зірчатих утворень у місцях відображення градієнтів густини. Спектральна густина таких утворень (артефактів) належить до верхньої частини сумарного спектру.

Для усунення впливу артефактів на якість зображення томограми достатньо виконати фільтрацію високочастотної частини спектральної густини проекцій. При використанні ШПФ виконуємо цифрову фільтрацію

нижніх частот, яку математично можемо представимо, як результат перемноження отриманої густини спектру (7-5) з частотною функцією  $P(k_x, k_y)$ , значення якої становить:

$$\begin{aligned} P(k_x, k_y) &= 1 \quad \text{при } 0 \leq k_x \leq k_{x(\text{зп.})}; \quad 0 \leq k_y \leq k_{y(\text{зп.})}; \\ P(k_x, k_y) &= 0 \quad \text{при } k_x > k_{x(\text{зп.})}; \quad k_y > k_{y(\text{зп.})}; \end{aligned} \quad (7.6)$$

Зворотнє двомірне перетворення Фур'є густини фільтрованого спектру суми всіх проекцій становить:

$$F_0(i, j, k_x, k_y) = F(i, j, k_x, k_y) \cdot P(k_x, k_y) \quad (7.7)$$

представляє собою двомірну функцію синтезованої томограми:

$$\hat{f}(x, y) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty-\infty}^{\infty} \int_{-\infty-\infty}^{\infty} F_0(i, j) \exp(k_x x + k_y y) dk_x dk_y \quad (7.8)$$

Подібний шлях реконструкції томограми математично правильний, але його практична реалізація є надто складною вимагаючи значних комп'ютерних потужностей. В реальних системах томографії використовується більш простий метод реконструкції – метод зворотного проектування, авторство якого належить фундатору інтегральної геометрії Радону.

Одним з простих варіантів практичної реалізації методу зворотного проектування є складання результатів вимірюваних променевих проекцій розподілених вздовж напрямку кожної з них.

При реалізації такого процесу реконструкції томограми стає зрозумілим виникнення артефактів у вигляді зірчатих утворень за рахунок перетину направлений під різними кутами реальних за шириною променевих проекцій (рис. 7.2). Спектральна густина таких утворень враховуючи їх геометрію зміщена в сторону високих частот, подавлення яких є умовою уникнення існування таких артефактів.

Тому описану вище цифрову фільтрацію нижніх частот виконуємо для прямого Фур'є перетворення кожної окремої променевої проекції (7.3):

$$f_\phi(i, j, k_x, k_y) = P(k_x, k_y) \cdot \int_0^\pi \int_{-\infty}^{\infty} f(i, j) \exp[-(k_x x + k_y y)] dx dy \quad (7.9)$$

та визначаємо з допомогою зворотного перетворення Фур'є значення інтенсивності рентгенівського випромінювання цієї проекції з урахуванням виконаної фільтрації:

$$I(i, j) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f_\phi(i, j, k_x, k_y) \exp(k_x x + k_y y) dk_x dk_y \quad (7.10)$$

Всім точкам прямої  $i\Delta\rho = x \cos j\Delta\alpha + y \sin j\Delta\alpha$  присвоюємо значення  $I(i, j)$ . Складання таким чином значень всього масиву проекцій відповідно до їх напрямку формує двомірну функцію розподілу інтенсивності



рентгенівського випромінювання, яка є зворотною функцією двомірного розподілу густини в даному січенні об'єкту дослідження. Отримаємо картину подібну до негативного фотографічного зображення – більшій густині (відповідно більшому значенню ЛКО) відповідає менше значення інтенсивності випромінювання і відповідно менше значення результату вимірювання. Тобто кісткам відповідатимуть слабкі значення сигналів, а м'яким тканинам – більш високі значення. Візуалізація двомірного зображення томограми при цьому буде подібною до зображення на фотоплівках результатів рентгенографії.

Враховуючи незначну відмінність значень густини м'яких біологічних тканин внутрішніх органів людини описаний метод має певний недолік з точки зору отримання достатньої роздільної здатності зображення томограми. На відміну від кісткової тканини, ЛКО якої становить  $48 \text{ м}^{-1}$ , тканина м'язів людини ( $\text{ЛКО}_{\text{м.т.}} = 18 \text{ м}^{-1}$ ) мало відрізняється від потоку крові ( $\text{ЛКО}_{\text{кр.}} = 17,8 \text{ м}^{-1}$ ). Тому для збільшення роздільної здатності реконструкцію томограми доцільно виконувати використовуючи для зворотного проектування тільки інформативну (різницеву) частину значень результатів вимірювання інтенсивності випромінювання рентгенівських променевих проекцій. Такою інформативною частиною могла б бути різниця значень інтенсивності

$$\Delta I_{i,j} = I_B - I_{i,j}, \quad (7.11)$$

де  $I_B$  - значення інтенсивності променевої рентгенівської проекції отриманої при «просвічуванні» шару води такої ж товщини, як тіло людини.

Подібний процес нормування проекцій описаний в [6] та передбачає визначення для цих проекцій так званого *КТ*-числа:

$$KT = \frac{\mu - \mu_B}{\mu_B}, \quad (7.12)$$

де  $\mu, \mu_B$  - відповідно ЛКО тканини людини та води.

Представимо залежність інтенсивності рентгенівського випромінювання, яким «просвітили» середовище об'єкту контролю товщиною  $H$  у вигляді:

$$I = I_0 \exp(-\mu H) \quad (7.13)$$

та таку ж залежність для результату «просвічування» водного середовища:

$$I_B = I_0 \exp(-\mu_B H) \quad (7.14)$$

Враховуючи приблизно однакову довжину всіх променевих проекцій  $L$  значення ЛКО -  $\mu_{i,j}$  кожної з них визначається за результатом вимірювання інтенсивності рентгенівського випромінювання для даної проекції  $I_{i,j}$ :

$$\mu_{i,j} = \frac{\ln I_0}{L} - \frac{\ln I_{i,j}}{L} \quad (7.15)$$

де  $I_0$  - інтенсивність випромінювання рентгенівського променя, що пройшов щілинний коліматор.

ЛКО такої, як об'єкт контролю, кількості води становить

$$\mu_{\text{с.}} = \frac{\ln I_0}{L} - \frac{\ln I_{\text{с.}}}{L} \quad (7.16)$$

При цьому  $KT$ -число  $ij$  - тої проекції становить:

$$KT = \frac{\ln I_B}{\ln I_0 - \ln I_B} - \frac{\ln I_{i,j}}{\ln I_0 - \ln I_B} = N_1 - \frac{\ln I_{i,j}}{N_2} \quad (7.17)$$

Виконання зворотного проектування з використанням  $KT$ -числа проекції дозволяє збільшити роздільну здатність томограми порівняно з роздільною здатністю рентгенограми на декілька порядків. При цьому томограма демонструє двомірний розподіл градієнтів густини досліджуваного середовища в заданому його січнні, тоді як рентгенограма представляє плоску проекцію трьохмірного середовища, що ускладнює можливість отримання високої роздільної здатності з метою діагностування захворювання.

## 7.2. Рентгенівська люмінесцентна система спектрального аналізу речовин

В багатьох галузях науки і техніки існує потреба в експрес-аналізі вмісту хімічних елементів в матеріалах, елементах конструкцій та речовинах. Вирішення подібної проблеми має велике значення для геології, металургії, хімії та багатьох інших галузей науки і техніки. Навіть для визначення сортаменту сталі необхідно виконати аналіз вмісту, як заліза, так й інших елементів, для підтвердження їх механічних та інших властивостей. Трудомісткий хімічний аналіз спектрального складу елементів в матеріалі конструкції виконується в лабораторних умовах з використанням проб матеріалу, взяття яких приводить до часткового руйнування цілісності конструкції.

В абсолютному розумінні, неруйнівний метод визначення концентрації елементів в речовинах, незалежно від їх агрегатного стану та без відбору проб, виконується на основі спектрального аналізу лінійного спектру вторинного (люмінесцентного) випромінювання елементів речовини, який збуджено на атомарному рівні цих елементів високою енергією опромінення речовини рентгенівським випромінюванням або гама-випромінюванням при ядерній реакції розпаду ізотопів.

Сучасні системи рентгенівського люмінесцентного спектрального аналізу елементів від натрію (11-та позиція в періодичній системі елементів) включно до урану (92-га позиція) забезпечують точність вмісту цих елементів на рівні 0,001% при їх концентрації від 0,001% до 100% .

Подібна система аналізу концентрації елементів у складі речовини віднесена до рентгенівського методу контролю лише завдяки використанню високоенергетичного рентгенівського випромінювання для

збудження атомів речовини і реалізації процесу випромінювання цими атомами елементів квантів вторинного випромінювання. Весь подальший процес виконується оптичним методом аналізу лінійчатого спектру отриманого оптичного випромінювання шляхом його розділення за довжинами хвиль на основі використання явища дифракції світла при його відбитті від дифракційної ґратки у вигляді рівномірно розміщених поліс дзеркального відбиття світла, які чергуються з темними полосами поглинання світла.

При нормальному освітленні дзеркальної ґратки (рис. 7.3) з кроком поліс рівним  $d$  дифракційний максимум, який спостерігається під кутом  $\beta$ , відповідає довжині хвилі випромінювання рівній  $\lambda$ :

$$d \sin \beta = k\lambda, \quad (7.18)$$

де  $k$  – порядок дифракційного спектру - ціле число, яке відповідає різниці кількості довжин хвиль випромінювань від сусідніх щілин, які утворюють даний дифракційний максимум.

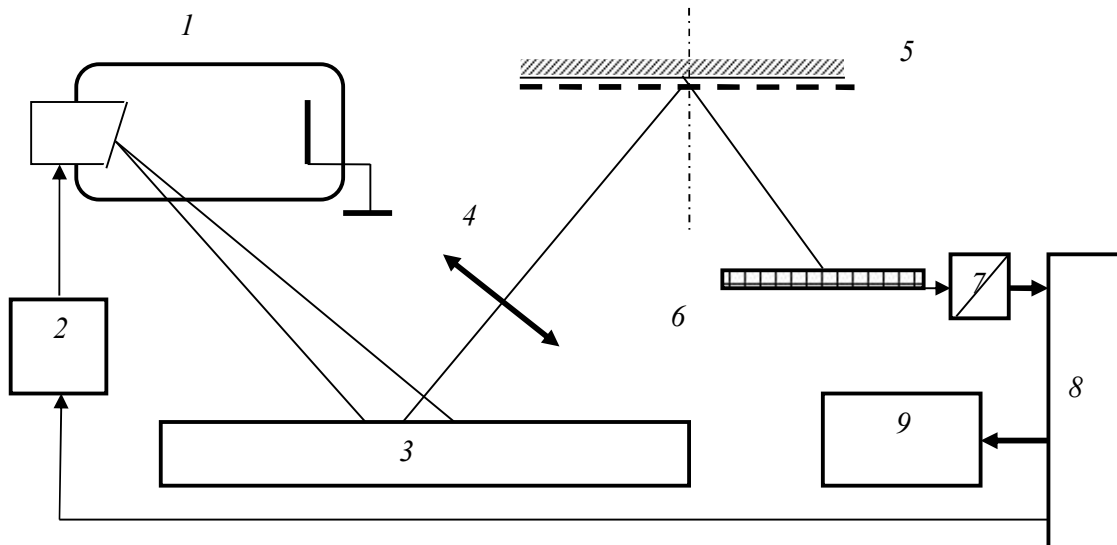


Рис.7.3. Схема системи рентгенівського люмінесцентного аналізу концентрації елементів в речовині

1- рентгенівська трубка; 2 – імпульсне джерело живлення; 3– об'єкт контролю; 4 – об'єктив; 5- дзеркальна дифракційна ґратка; – лінійка ПЗЗ для сприйняття кольорового світла; 7- АЦП; 8 – мікропроцесор; 9 – табло або екран монітора.

Якщо освітлення дифракційної ґратки виконується під кутом  $\alpha$ , а спостереження дифракційного максимуму яскравості відбувається під кутом  $\beta$  відносно нормалі до поверхні дифракційної ґратки, дана формула приймає вигляд:

$$d(\sin \alpha - \sin \beta) = k\lambda \quad (7.19)$$

Зменшення кроку розташування поліс і збільшення порядку дифракційного спектру приводить до підвищення роздільної здатності за рахунок підвищення оптичної різкості відображення дифракційного спектру.



## ЛІТЕРАТУРА

1. Орнатский, П. П. Теоретические основы информационно-измерительной техники / П. П. Орнатский. – Киев : Вищ. шк., 1976. – 455с
2. Б.В.Гнеденко КУРС ТЕОРИИ ВЕРОЯТНОСТЕЙ (Изд. 6-е, перераб. и доп. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1988 - 400 с.
3. Дунаев Б.Б. Точность измерений в контроле качества. — К.: Техника, 1981. — 51 с.
4. Аналіз вірогідності контролю / С. М. Маєвський // Методи та прилади контролю якості. - 2005. - № 13. - С.29-32.
5. Относительная достоверность – объективная оценка качества контроля / С.М. Маевский // Техническая диагностика и неразрушающий контроль. — 2010. — № 2. — С. 24-27. .
6. Маєвський С.М. Координатна реєстрація в дефектоскопії / С.М. Маєвський, К.М. Серий. – Львів: ФМІ ім. Г.В. Карпенка НАН України, 2011. – 116с
7. Г.Н.Новопашенный. Информационно-измерительные системы М. «Высшая школа» 1977 с.207.
8. С.М.Маевский. Способ преобразования фазового сдвига в цифровой код. Авторское свидетельство № 245914 от 03.04.1969 г.
9. Вимірювання різниці фаз у радіоелектроніці / М. Т. Бова, В. О. Гойжевський, С. М. Маєвський, В. В. Молебний. — Київ: Вища шк., 1972. — 262 с.
10. П.П.Орнатский, Ю.А.Скрипник и С.М.Маевский. Устройство для измерения сдвига фаз между двумя напряжениями искаженной формы. Авторское свидетельство №176328 от 31.08.1965 г.
11. А.А.Арутин, Б.Ф.Яковлев, Ю.А.Скрипник и С.М.Маевский. Способ измерения значений погрешности электронных фазометров. Авторское свидетельство №263035 от 21.11.1968 г.
12. Й.Крауткремер, Г.Крауткремер. Ультразвуковой контроль материалов.Справочник.М.1991.(пер. з німецької ) 751 с.
13. Б.А.Агранат и др. Основы физики и техники ультразвука. Учебное пособие. М. «В. ш.» 1987. 351 с.
14. И.Н.Ермолов,Н.П.Алёшин,А.И.Потапов. Неразрушающий контроль. Акустические методы контроля. М.1991 (рос.) 282 с.
15. D.R.Allen and W.H.B.Cooper. A Fourier Transform Technique that measuring Phase Delay Between Ultrasonic Impulses with Sufficient Accuracy to Determine Residual Stresses in Metals.NDT International,vol.16, N.4. 1983.
16. H Stamm.An Overview of the Ultrasonic Detection of Creep Damage. The European Journal of Non-Desnructive Testing.Vol.1,N.4.1992.
17. M.D.Sherar and F.S.Foster. The design and fabrication of high frequency poly(vinylidene fluoride) transducers. Ultrasonic Imaging 11 1989 p. 75 – 93.
18. Маєвський С. М. Вимірювання фазової швидкості ультразвуку як спосіб визначення напружень та утоми конструкційних матеріалів / С. М.

- Маєвський // Техніческая діагностика и неразрушающий контроль. - 2009. - № 3. - С. 51-55.
19. Albert S.Birks, Robert E.Green - Technical Editors. Nondestructive Testing Handbook. Second edition. Vol. 7. Ultrasonic Testing. American Society for Nondestructive Testing. 1991. 893 p.
  20. А.К.Гурвич, И.Н.Ермолов. Ультразвуковой контроль сварных швов. Киев. «Техніка»1972. 460 с.
  21. Н.П.Алешин и др. Методы акустического контроля металов. М. «Машиностроение» 1989 450 с.
  22. И.Н.Каневский. Фокусирование звуковых и ультразвуковых волн. М. «Наука»1977 336 с.
  23. Н.И.Бражников. Ультразвуковая фазометрия.М. «Энергия»1968 272 с.
  24. Системы акустического изображения. Под ред. Г.Уэйда (пер. с англ.) Л. «Судостроение» 1981 240 с.
  25. Джагулов, Р.Г. Пьезоэлектронные устройства вычислительной техники, систем контроля и управления: Справочник / Р.Г. Джагулов, А.А. Ерофеев // СПб.: изд-во Политехника, 1994. 608 с.
  26. M.D.Sherar,D.G.Starcoski,W.B.Taylor and F.S.Foster. A 100 MHz B-scan ultrasound backscatter microscope. Ultrasonic Imaging 11,1989 p.95-105.
  27. Кононенко, В.С. Дифракционные поправочные формулы для ультразвуковых измерений [Текст] / В.С. Кононенко / Акустический журнал. — 1974. — Т. 22. - № 2. - С. 269-273.
  28. Неразрушающий контроль: В 5 кн. Кн. 3. Электромагнитный контроль: Практ. пособие / В. Г. Герасимов, А. Д. Покровский, В. В. Сухоруков / Под ред. В. В. Сухорукова. — М.: Высш. шк., 1992. — 312с
  29. В.С.Соболев. К теории накладной катушки при контроле вихревыми токами. Известия сибирского отделения АН СССР. Серия технических наук №2 вып.1. 1961 с. 78 - 88.
  30. Н.Н.Локшина и Ю.М.Шкарлет. Приближенная методика расчета накладных вихретоковых датчиков. Дефектоскопия №1 1970 с. 41- 49.
  31. Маєвський С. М. Роздільний вихрострумний контроль дефектів і товщини фарбового покриття [Електронний ресурс] / С. М. Маєвський // Техніческая діагностика и неразрушающий контроль. - 2012. - № 3. - С. 27-30..
  32. Методы неразрушающих испытаний. Под ред. Р.Шарпа (пер. с англ.) М. «Мир»1972 494 с.
  33. А.Я.Тетерко,З.Т.Назарчук. Селективна вихрострумова дефектоскопія.Львів 2004. 247 с.
  34. Механіка руйнування і міцність матеріалів. // В посібнику: Під загальною ред. В. В. Панасюка. – К.: Наук. думка, 1988. – Т. 5: Неруйнівний контроль і технічна діагностика / Під ред. З. Т. Назарчука. – Львів: Фізико механічний інститут ім. Г. В. Карпенка НАН України, 2001. – 1134 с..

35. Байбородин Ю.В. Основы лазерной техники. К. : Выща шк., 1988. 383 с.
36. Неразрушающий контроль. Книга 4 Оптический контроль. Под редакцией В.В.Сухорукова. М. «Высшая школа» 1992 302 с.
37. Л.М.Лобанов и др. Контроль коррозионных повреждений элементов и узлов авиационных конструкций методом электронной широгафии Техническая диагностика и неразрушающий контроль №2 2015 с.5–9.
38. Методи електронної спекл-інтерферометрії для дослідження поверхневих деформацій матеріалів [Текст] / Л. Муравський, Т. Вороняк // Електроніка та інформаційні технології. - Львів : Львів. нац. ун-т ім. І. Франка, 2013. - Вип. 3. - С. 3-27.
39. Косинский, Д.В. Гетеродинные методы лазерной интерферометрии на основе дифракции Френеля / Д.В. Косинский, В.И. Телешевский, В.А. Соколов // Измерительная техника 2011. - № 8. - С. 11-13.
40. Вест, Ч. Голографическая интерферометрия / Ч. Вест ; пер. с англ. – М. : Мир, 1982. – 504 с.
41. Голографічні технології в авіаційно-космічній техніці: навч. посіб. / О. О. Ларіонова, В. Ф. Рожковський, Ю. В. Сохач; під ред. В. П. Малайчука. – Д.: РВВ ДНУ, 2003. – 272 с..
42. Михеечев, В.С. Геодезические светодальномеры / В.С. Михеечев.- М.: Недра, 1979. - 221 с.